

普通高等教育“十一五”国家级规划教材

电力线通信技术

杨 刚 等编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

本书从电力线的传输网络特性出发, 首先讲述电力线数据通信中的主要问题和研究方向, 包括信道建模、调制方案等; 然后通过对国内外相关标准的理解, 解析构建电力线通信系统的基础技术; 最后, 重点以国家智能电网为背景, 描绘电力线通信技术在智能电网中的巨大应用前景。

本书思路清晰, 生动活泼, 既充满了前沿性的展望, 也不乏严谨的论证; 不仅可以作为高等院校相关专业的教学用书, 还可供从事电力线通信相关工作的技术人员、管理人员参考。

本书配有ppt教学课件, 读者可以登录华信教育资源网 (www.hxedu.com.cn) 免费注册后下载。

未经许可, 不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有, 侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

电力线通信技术 / 杨刚等著; 一北京: 电子工业出版社, 2011.1
ISBN 978-7-121-12241-5

I. ①电… II. ①杨… III. ①电力线载波通信系统 IV. ①TM73

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2010) 第 218184 号

策划编辑: 田宏峰

责任编辑: 窦 昊 特约编辑: 刘 涛

印 刷: 北京市李史山胶印厂
装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 11 字数: 218 千字

印 次: 2011 年 1 月第 1 次印刷

印 数: 4 000 册 定价: 33.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

前言

电力线通信系统是采用电力线传送数据的一种通信方式，具有用户多、分布广、不需要重新布线等优点，可以作为实现网络通信的有效手段，也是未来国家四网融合目标的旗帜性突破，更是国家电网战略部署的现实需要，不仅全方位地补充和完善了我国的通信平台，而且提升了我国在物联网技术上的全球竞争性和前沿性。

挑战，是机会的温床。在传感器网络技术快速崛起的今天，电力线通信技术不仅仅是其他无线通信的“润色”，更将会成为一个无法取代的存在！无论是遍及千家万户的家庭电网，还是分布在天圆地方的高压电线，电力线的传输不再局限于电气信号，还承载着华夏民族，乃至全球人民的感知欲望。

电力线通信技术，依然是一个陌生而又成熟的存在，因为它离我们的生活近在咫尺，却又远不可及。本书作者长期从事电力线通信技术的理论研究和实践开发工作，在西安电子科技大学开课授业也已 6 年，根据学生的学习反馈情况和电力线通信技术的发展情况，对电力线通信技术有着新的了解和认识。作为一项新兴的通信技术，电力线通信技术虽然在国外开展较早，但相关专著、教材种类依然较少，而且总体上看，书籍更新速度远远跟不上技术的发展速度，无法满足研究人员和学者的需求。因此，作者结合历年来的理论研究和实际科研项目情况，整理编写了本书，希望通过图文并茂的解释，将大家带入电力线通信不一样的世界。

为了让读者更好地学习电力线通信中的关键技术，融会贯通地掌握不同章节的知识要点，每一章都会有树状形式的“脑图”作为本章概要，提示本章内容，也希望读者能够根据这些“脑图”，举一反三，将知识永远凝聚在头脑中。

本书介绍了电力线通信技术的基本理论和核心技术问题，共分为 9 章。第 1 章是导言，回顾了过去几年中，国内外电力线通信技术的研究动态和发展趋势；第 2 章描述了电力传输网系统及其特性，对电力网络的拓扑结构和通信带宽进行分析；第 3 章分析了电力线的信道特性，通过信道建模，构建电力线传输函数，是电力线数据通信的基础；第 4 章介绍了现有的电力线通信标准，展望即将和我们见面的 G.hn 标准；第 5 章论述了电力线通信中的 OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）技术，这是未来通信技术的核心；第 6 章讲述了多种信道估计的方法，它是 OFDM 技术中数据解调与均衡的基础；第 7 章通过讲解传输协议的使用、设备协调和家庭网关，整体构建电力线通信系统；第 8 章整理了智能电网的构架，重点讨论了中国智能电网的发展方向，独创性地阐述了智能电网传输系统和符合中国国情的电力线通信解

决方案，列举了智能家庭网络系统和智能网关的概念框图，描述了未来家庭电力线通信的美好蓝图；第 9 章简述物联网的起源和发展，刻画了电力线通信技术在物联网下与众不同的应用前景。

作者从 2006 年开始着手编撰本书，转眼已是四年，期间电力线通信技术快速发展着，如同穿梭而去的光阴一般。四年时光的反复修改和雕琢，让我不禁犹豫，是科技走得太快，还是自己渐渐地跟不上了它的脚步？现在回首，自己更像是一个爬山的远行者，总想先一步登上山顶感受旭日东升的壮观，却没有发现日出的光晕一直伴随着自己，在山脚下，在山路间。我一直以为最可怕的不是逝去的年华，而是奋不顾身的投入感。很庆幸，我还保有这样的激情，无论是踏过低潮，还是巅峰对话！感谢那些山脚下和山顶的人，你们是我最好的风景！

参与本书编写的有胡金辉、徐田田、聂鹏鹏、肖宇彪、刘永亮、白樱锋等。还有许多老师、同学以不同的形式对本书作出了贡献，在此一并致谢。

感谢我的博士导师之一，A. Wittneben 教授，是他将我带入了电力线通信（Powerline-Kommunikation）这一领域，并对我在德国的研究与生活给予了细致的指导与照顾。感谢电子工业出版社的田宏峰编辑为本书所做的辛勤工作。

在本书即将付印之际，我们拿到了合作伙伴之一的某国际知名通信企业所提供的 Atheros AR7400 PLC Modem，作为当前国际最高水平的产品，其标称 PHY 层双向传输速率达到 500 Mbps！此外，获悉在 2010 年教育部新近审批设置的专业中，信息网络作为国家战略性新兴产业发展方向得到重点体现，有将近 40 所高校院系获批了包括“物联网工程”、“传感网技术”和“智能电网”三个物联网相关的专业。对于与这些专业密切相关的电力线通信技术，这是一个好消息。相信电力线通信技术将与其他技术手段一起，为“感知中国”、“智能电网”、“智慧地球”作出一份贡献，正春华枝俏，待秋实果茂，与君共勉。拙文共鉴，抛砖引玉，恳请各界领导、专家、同行多多批评指教。联系邮箱是 gyangxidian@gmail.com。

作 者
2010 年 8 月 于西安

注：本书的动画蜗牛图标已进行了商标注册。

目 录

第 1 章 导言	1
1.1 国外电力线通信技术介绍	2
1.2 我国电力线通信技术研究现状	3
思考题	5
第 2 章 电力传输网系统及其特性	6
2.1 现行电力网络拓扑结构	7
2.1.1 低压供电网的拓扑结构	7
2.1.2 PLC 接入网的组织	8
2.1.3 家庭内部 PLC 网络结构	11
2.1.4 逻辑网络模型	12
2.2 作为通信介质的电力网络分析	14
2.2.1 PLC 信道带宽分类	15
2.2.2 PLC 传输信道特点	16
2.2.3 电磁兼容	16
2.2.4 干扰的影响和速率限制	19
思考题	20
第 3 章 电力线数据通信基础	21
3.1 信道特性分析	22
3.1.1 信道的输入阻抗分析	22
3.1.2 信道衰减特性分析	24
3.1.3 信道噪声特性分析	27
3.1.4 噪声建模方法	29
3.2 信道建模	37
3.2.1 时域模型	38
3.2.2 传输矩阵模型	39
3.3 对电力线衰减特性的具体测量与描述	44
3.3.1 由电力线的长度引起的信号衰减	45
3.3.2 分支造成的衰减	46

3.3.3 相同的长度和分支数情况下的衰减	47
思考题	47
第 4 章 电力线通信标准	48
4.1 HomePlug	49
4.1.1 HomePlug 1.0 概述	49
4.1.2 HomePlug AV 概述	55
4.2 G.hn	61
4.2.1 G.hn 发展现状	61
4.2.2 G.hn 家庭网络拓扑结构	63
4.2.3 G.hn 家庭网络参考模型	65
4.3 其他标准	66
4.3.1 IEEE P1901	66
4.3.2 HomePlug BPL 与 HomePlug C&C	67
4.3.3 HD-PLC	69
4.3.4 PRIME	69
思考题	70
第 5 章 电力通信及通信系统的调制方案	71
5.1 传统的载波调制方案	72
5.1.1 ASK	72
5.1.2 PSK	73
5.1.3 FSK	74
5.1.4 三种调制方案的简单比较	75
5.2 OFDM 调制技术的研究	76
5.2.1 OFDM 基本原理	76
5.2.2 多载波调制和 FFT	77
5.2.3 OFDM 性能分析	79
5.2.4 OFDM 在 PLC 中的应用	80
5.3 电力线载波芯片	86
5.3.1 宽带 PLC 芯片	86
5.3.2 窄带 PLC 芯片	87
思考题	91
第 6 章 信道估计	92
6.1 信道估计的基本准则和算法	93
6.2 基于导频的非盲信道估计	93

6.2.1	导频的分布形式	93
6.2.2	信道估计准则	94
6.2.3	内插方法	95
6.3	基于判决反馈的信道估计方法	98
6.4	盲信道和半盲信道估计	98
6.5	其他信道估计方法	99
6.5.1	基于 AVSF 算法的信道估计	99
6.5.2	基于自组织映射的循环平稳 PLC 信道的估计	101
	思考题	102
第 7 章	电力通信系统的构建	103
7.1	电力线通信协议的设计	104
7.1.1	协议模型分析	104
7.1.2	低压电力线载波通信协议的设计	107
7.1.3	MAC 层结构	110
7.2	设备协调	121
7.2.1	耦合技术	121
7.2.2	用户端设备	124
7.2.3	局端设备	126
7.3	基于电力线的家庭网关	127
7.3.1	电力线家庭网关的功能	127
7.3.2	电力线家庭网关的特点	128
7.3.3	电力线家庭网关的设计要求	128
7.3.4	电力线家庭网关的基本组成	129
	思考题	134
第 8 章	智能电网概述	135
8.1	智能电网的发展	136
8.2	智能电网的构架	139
8.3	中国特色智能电网及其意义	141
8.3.1	中国智能电网的设计特点	141
8.3.2	智能电网的意义	144
8.4	智能电网中的电力线通信	144
8.4.1	基于电力线通信的家庭电力系统服务	145
8.4.2	智能电表	147
	思考题	151

第 9 章 电力线通信与物联网 152

9.1 物联网的起源和发展 153

9.2 物联网中的电力线通信部署 154

9.2.1 医疗卫生 155

9.2.2 现场监控 156

9.2.3 智能交通 157

9.2.4 智能家居 158

思考题 161

参考文献 162

第1章 导言



前言

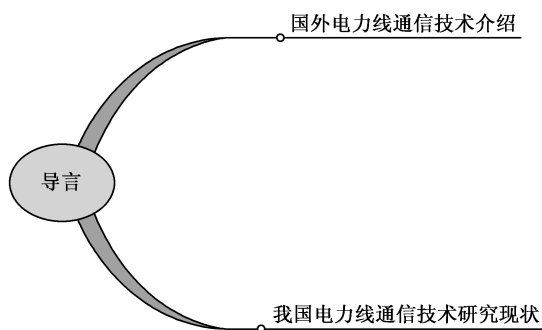
这是一个幸运的时代，我们幸运得错过了飞鸽传书，错过了烽火狼烟，错过了漫长等待却只有片语只言，通信本来就不属于望穿秋水这样的字眼，更应该像一幅画卷，咫尺天涯却又近在身边。

“下一代通信网络”是这个时代的缩影，我们遇见了用户需求的井喷，遇见了运营商的开放，遇见了电力线通信技术从默默无闻到炙手可热的成长。

——遇见便不再错过



本章概要



只要有心的跳动，就会有血的潮汐。



电力线通信技术是采用电力线传送数据的一种通信方式。该技术将载有信息的高频信号加载到电力线上，用电力线进行数据传输，通过专用的电力线调制/解调器将高频信号从电力线上分离出来，传送到终端设备。

从占用频率带宽的角度来看，电力线通信可分为窄带 PLC (NB-PLC) 和宽带 PLC (BB-PLC)。窄带 PLC 的载波频率范围，在不同国家、不同地区是不一样的，美国为 50~450 kHz，欧洲为 3~149.5 kHz (95 kHz 以下用于接入 Access 通信，95 kHz 以上用于户内 In-House 通信)，中国为 40~500 kHz。宽带 PLC 的载波频率范围，在美国为 4~20 MHz (HomePlug Specification v 1.0)，主要用于户内；欧洲为 1.6~10 MHz (Access) 和 10~30 MHz (In-House)，这是 ETSI 标准，CENELEC 标准分界点为 13 MHz，欧盟委员会从 2002 年开始正在协调统一；中国尚无宽带 PLC 的标准。

从实现的通信速率来看，可分为低速 PLC (LS-PLC) 和高速 PLC (HS-PLC)。

从电压等级来看，可以分为高压配电线 (35 kV 以上)、中压配电线 (30 kV/10 kV) 和低压配电线 (低于 380 V)。

1.1 国外电力线通信技术介绍

国外对于电力线通信的研究起步很早，早在 1975 年，就已经诞生了第一个电力线通信的专利，步入 21 世纪的今天，电力线通信的研究日趋抢眼。

电力线通信技术的研究热潮可以分为以下几个方面：

① 电力线的信道特性是制约其技术发展的瓶颈。由于电力线是一种复杂的传输媒介线，其上存在大量的噪声，负载多且工作状态随时间变化，配置情况复杂。电力线对传输信号的不利影响主要表现为具有随机性的信道损耗、信道噪声和多径效应，因此，如何准确描述信道传递函数和噪声环境是非常重要的，尤其是对脉冲噪声的探索，已经成为近年来研究信道建模的关键之一。

② OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 是下一代通信系统的核心技术。为了更有效地利用电力线信道带宽和频谱资源，OFDM/OQAM 开始逐渐受到研究人员的重视，在脉冲噪声干扰下，甚至比 CP-OFDM (OFDM with Cyclic Prefix) 系统有更加出色的频谱利用率。

③ 电力线通信组网技术现在已经成为研究的重点。宽带电力线通信系统强调频谱资源分配问题、电力线信号耦合问题、多址接入问题，以及恶劣通信环境与多用户服务质量 QoS (Quality of Service) 中信道估计问题，这些问题不仅至关着技术本身的突破，也会阻缓电力线通信行业加入四网融合战略的脚步。



从电力线通信应用的角度来看,未来应用于家庭宽带接入和智能电网的趋势日益明显。与家庭宽带接入市场越来越扑朔迷离的格局相比,智能电网无疑将会是电力线通信技术最大的发挥舞台,包括 Advanced Digital Design、CURRENT Group、Landis+Gyr、STMicroelectronics、uSyscom 和 ZIV Medida 等公司都已经加入了 PRIME (Powerline-Related Intelligent Metering Evolution),共同探讨智能电表等智能仪表的标准化和产品化工作。此外,物联网应用的契机也给了不同媒介通信系统一个合作的平台,电力线通信系统正在和其他通信媒介一起,组成互相补充的多通道传感器网络,让感知无处不在。

从技术标准的制定上来看,PLC 的通信标准和 EMC 标准是目前欧美各国讨论的重点。在 PLC 通信标准方面,目前的标准化程度还不高,由于各种技术正在试验比较和不断发展,现在还没有形成统一制式的局面,PLC 标准化的主要方向是:频率使用范围及其应用范围划分、发射频率灵活控制技术、PLC 系统之间的共存协调、电磁兼容性(电磁干扰与抗扰度限值及测试方法)等,虽然 HomePlug 提出的 HomePlug 1.0 和 HomePlug AV 作为行业的先驱标准,但 ITU 提出的 G.hn 正在试图统一电力线通信的市场规范,两者在编码技术上的分歧将会影响电力线产品的市场走向。在 EMC 方面,欧洲早已通过法制化的条令 EMC-D 来解决 EMC 的污染问题,在此法令下,EMC 各级别的标准由欧洲标准化组织(CEN)、欧洲电工标准化委员会(CENELEC)和欧洲电信标准组织(ETSI)联合制定。美国所提出的 FCC Part 15 是目前世界上比较完备合理的网络 EMC 技术标准。相比之下,Powerline-Related Intelligent Metering Evolution 虽然成立较晚,但针对智能电表的窄带通信标准已经走向成熟。

1.2 我国电力线通信技术研究现状

中国电力科学研究院是我国研究电力线通信技术的主要科研机构,从 1997 年开始研究 PLC 技术,主要考虑 PLC 技术用于低压抄表系统,传输速率较低。1998 年开发出了样机,并通过了试验室功能测试,1999 年在现场进行了试运行,获得了产品登记许可。1999 年 5 月开始进行 PLC 系统的研究开发工作。主要对我国低压配电网的传输特性进行了测试,并对测试结果进行了数据处理和分析,基本取得了我国低压配电网传输特性和参数,为进行深入研究和系统开发提供了依据。2000 年开始引进国外的 PLC 芯片,研制出了 2Mbps 的样机,2001 年下半年进行了小规模现场试验,试验效果良好。2003 年研发了国家电力调度通信中心电网调度自动化系统,为国家智能电网的开展打下了理论基础。2003 年进行了低压配电网电力线高速通信技术研究,2005 年完善了电力线通信(PLC)宽带接入系统。



深圳国电科技有限公司是国家电力公司的直属企业，2000 年初就开始研制室内 PLC 产品。2004 年，研发了 200 Mbps 电力线接入产品，传输距离达到 700 m。目前，国电科技公司已有 200 m 电力线通信系统完整解决方案。

北京中电飞华通信股份有限公司（简称为中电飞华）是由国网信息通信有限公司和各网省电力公司共同参控股组建的股份制公司，是经工业和信息化部批准的全国性增值电信运营商和综合的信息服务提供商。公司提供电力线专网通信、电力专网电话、电力广域网服务，成功研发了包括低压用户远程抄表系统、广域电网检测系统等一系列电力信息化产品。

《国家电网公司“十一五”通信规划》把电力线载波通信技术的研究列入了重大研究课题中，表明了我国在近期将要执行的电力通信技术政策与当前的技术发展和应用是相适应的，也反映了电力行业对电力线载波技术和设备发展的要求。这一要求在“十一五”期间突出地反映在特高压和中压等级的电力线载波应用两个方面。

在特高压电力线载波通信方面，“十五”规划要求重点研究特高压电力线载波高频信号传输特性、高频耦合特性以及噪声特性等问题和关键技术，期间成果显著。2009 年 1 月，由中国电力科学研究院投资和建设的中国首个特高压输电工程——1 000 kV 晋东南—南阳—荆门特高压交流试验示范工程正式投入运行；2009 年 5 月，国家电网投资建设的向家坝—上海±800 kV 特高压直流输电示范工程，国内生产的首台 400 kV 低端换流变压器成功通过全部型式的试验；2009 年 10 月，由南方电网公司投资的 800 kV 云广特高压直流工程所有高端换流变通过出厂试验；这些都意味着国家智能电网的关键技术已获得了巨大的成功。

在中压电力线载波通信方面，“十五”规划要求对于中压 PLC 宽带技术，特别是传输距离、传输速率以及耦合方式等方面的问题开展研究，同时要加强信息安全和网络管理问题的研究，提前制定相关技术标准和规范，提升自主开发能力，提高中压 PLC 技术的整体研究水平。2007 年，国电通信中心组织北京中电飞华通信股份有限公司、北京意科通信技术有限公司共同完成《中压 PLC 技术实用化研究》，分别在城市和农村 10 kV 电力线上搭建了中压 PLC 试验平台及测试环境，并进行了大量的系统性能测试。国家智能电网的配电网自动化和用户远程自动抄表系统依赖于中压电力线通信的发展，因此，研究中压电力线通信也将成为当务之急。

在低压电力线载波方面，国内厂商主要集中于策划 PLC 整体解决方案，并且提出了许多可行的应用方案。这些方案都无法避免这样的事实——PLC 芯片制约着传输速度，但由于对市场占有的敏感性和自身研发实力的不成熟，目前国内没有厂家有时机和能力去生产 PLC 芯片。

我国的电力线通信技术虽然起步较晚，但是随着国家投资力度的加大和科研实力的厚积薄发，无论是国家电网这样丰碑式的工程，还是民用化的宽带接入，都将不再遥远。



本章是我们学习电力线通信技术的起点，概述了国外电力线通信技术的发展趋势，从技术难点、应用方向到标准进展情况，指明了我们今后的前进目标，回顾了中国电力线通信技术的起步和探索，憧憬了电力线通信的美好未来。希望你们能和作者一起感受电力线通信技术改变世界的魅力！

思考题

1. 什么是电力线通信技术？
2. 电力线通信技术最大的用武之地在哪里？
3. 影响电力线通信技术发展的瓶颈有哪些？
4. 谈谈政府决策和市场导向对电力线通信技术的影响。

第2章 电力传输网系统及其特性



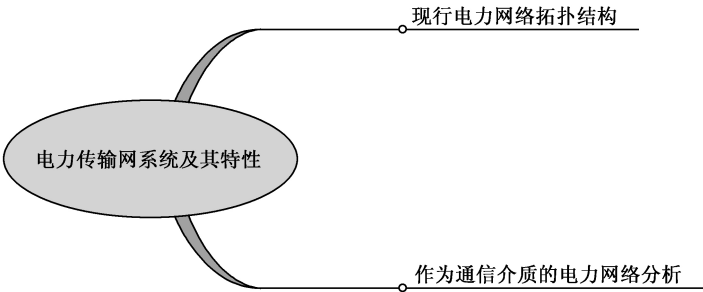
前言

电力线通信的拓扑结构是由低压供电网的拓扑结构决定的，我们没有办法改变低压供电网的结构来适应通信接入网的要求，但是我们可以采用不同的方法来组织电力线的接入网，比如基站的位置、网络的分段，这些都可以影响网络的工作。

本章将从实际电力线网络拓扑结构出发，论述低压电力线的组织结构和家庭内部网络的电力结构，从宏观角度描述电力线网络的部署情况，并以此出发，介绍不同频段占用类型的电力线通信方式——窄带电力线通信和宽带电力线通信。



本章概要



环境不改变，不如改变我们自己。



2.1 现行电力网络拓扑结构

2.1.1 低压供电网的拓扑结构

低压供电网是由各种各样不同的技术的产品来组成的（包括不同类型的电缆、变压器等），是按照已有的电力行业标准来安装的。电力网中存在架空电缆和地下电缆，它们具有不同的传输特点，甚至还有两种方式的混合。低压供电网的拓扑结构在不同的地方也有不同的结构，影响电力线通信网络结构的因素有：

（1）网络位置

一个电力线通信网络可能位于居民住宅区、工业区或者商业区；另外，在农村和城镇的住宅区也有差别。在工业区和商业区存在更多的电力用户，他们都是电力线通信服务的潜在用户，并且可以预见商业区的用户所需要的服务要求与工业区用户特别是居民区的用户的服务要求还有较大的差距，同样的差距也存在与农村和城镇之间。

（2）用户密度

各个网络中的用户的数量以及用户的集中度均不同，在用户密度比较低的地区，如农村，在一个网络中可能只有一个用户。相反，在用户密度比较高的地区，如城镇的居民区，在一个很小的一块中就可能存在很多的用户，而在大的商业区，在一座建筑里就存在大量的用户，用户密度非常高。

（3）网络长度

在各个供电网络中，变压器与用户之间的最长的距离也是不一样的，这种差别在农村和城镇之间是很明显的。

（4）网络设计

低压供电网通常包含几个网络分支，并且各个网络都是不一样的。

图 2.1 表示一个电力线通信的可能的结构。在这个网络中存在几个分支，每个分支均具有不同的拓扑连接以及用户数量，用户密度不同，对称或非对称地分布在低压网络中或各个分支上，分支的长度也不相同。整个网络和它的分支都具有树形拓扑。

因为低压供电网络存在着很大的差别，不可能指定一个典型的网络结构。但是可以定义一些特征值，也可以通过以下的一些信息描述一个典型电力线通信网络的平均结构。



- 网络中用户数：为 250~400（只是电力线通信的潜在用户）；
- 网络分支数：大约为 5；
- 一个网络分支用户数：为 50~80；
- 网络长度：大约为 500 m。

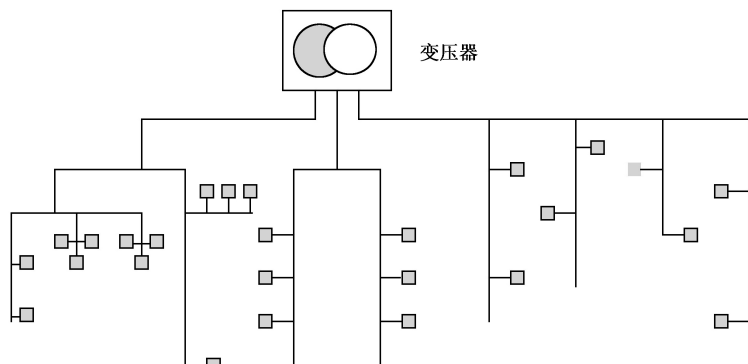


图 2.1 低压供电网可能的拓扑

2.1.2 PLC 接入网的组织

在一个 PLC 接入网中有一个通信基站，这个基站将 PLC 接入系统连到主干网上（广域网），因此基站在一个 PLC 网络的中心位置。基站位置的设置可以参考以下两种方案：

① 基站在变压器的位置接入 WAN，PLC 接入网保持低压供电网拓扑，如图 2.2 所示。

② 将基站设在接近 PLC 用户的地点或其他任何位置。PLC 网络的拓扑结构就改变了，将不同于供电网的拓扑结构，如图 2.3 所示。

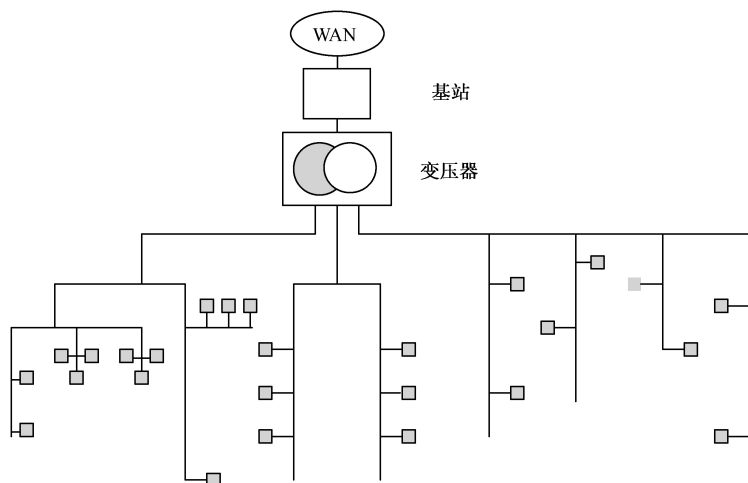


图 2.2 基站设在变压器的 PLC 网络结构

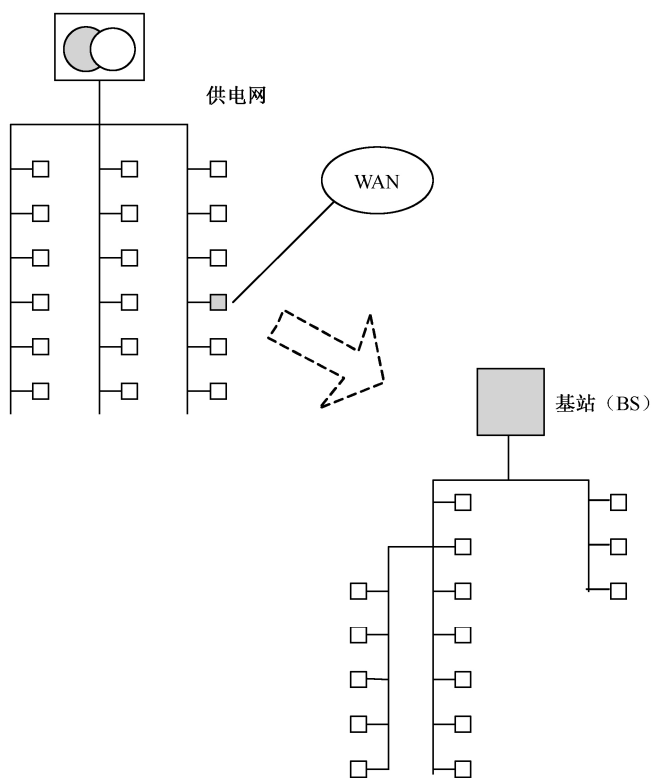


图 2.3 PLC 接入网和相应的供电网

如果基站不是位于变压器位置，那么 PLC 网络的中央节点（连接到主干网的节点）就移动到网络中的其他位置。当然，基站的位置只能沿着已经存在的供电网络移动，如图 2.3 所示，这样在各种网络中改变的可能仅仅是基站和用户之间的距离而已。因此，PLC 接入网的拓扑一般是保持不变的，基本保持树形结构。

对于网络分段来说，一个 PLC 接入网可以包括整个低压供电网，也可以只包括供电网的一部分。为了减少每一个 PLC 系统的用户的数量和网络长度，可以把一个供电网分成几个部分（例如，每个网络部分都存在一个 PLC 系统），这样几个 PLC 系统就可以在一个供电网中同时工作，如图 2.4 所示。一个供电网被分成三个网络部分，每一部分有一个基站，构成一个连接有一定数量用户的独立的 PLC 接入网。所以，在这个供电网中存在三个独立的 PLC 接入系统，共享网络带宽的用户数量就降低了。

网络分段的一个结果是降低了最初的 PLC 网络的长度，这样就可以降低信号的传输功率。因为要考虑电磁兼容性，所以信号的传输功率是一个非常重要的问题，而且在一个网络部分的潜在的用户数量要小于整个供电网的数量，也就是共享网络传输带宽的用户数量降低了。网络的分段不一定必须局限于网络的分支，供电网



的每一部分都可以构成一个独立的 PLC 接入系统。总之，它降低了网络的长度和接入单独一个 PLC 接入系统的用户的数量。我们可以认为在一个低压供电网中的独立的 PLC 系统仍然保持树形拓扑。

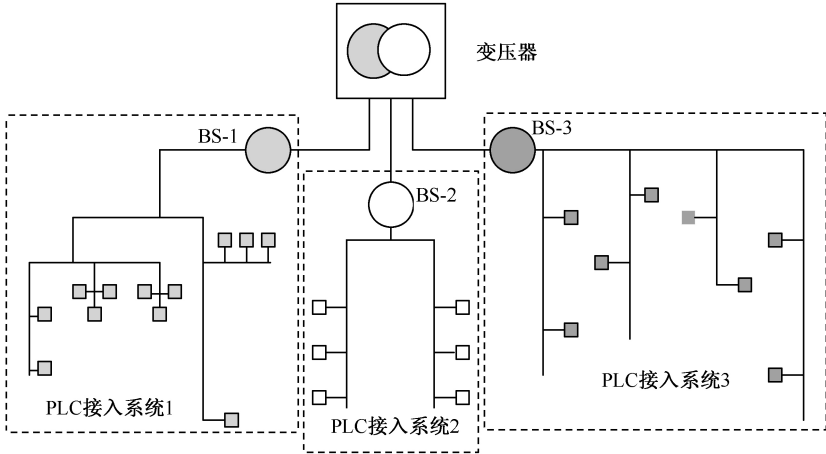


图 2.4 并行的 PLC 接入系统

每一个单独的 PLC 接入系统都可以分别连接到 WAN，来构成一个独立的 PLC 接入网，如图 2.5 所示。

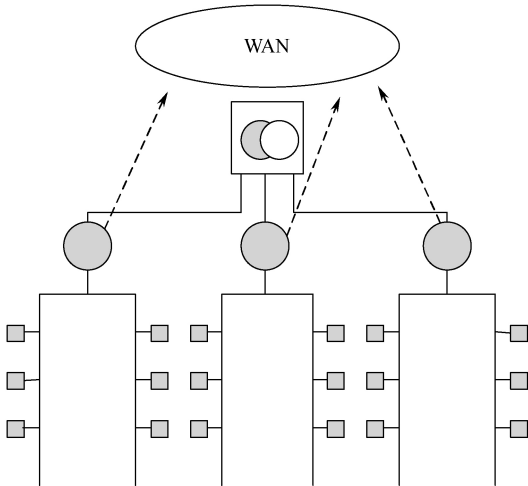


图 2.5 供电网中独立的 PLC 接入网

接入核心网的另一个可能的的方法是基站使用供电网作为传输介质连接到中心基站，中心基站（见图 2.6 中的 BS-0）连接到骨干网，从而构成一个双层次的网络。同样，多层次的 PLC 网络也可以实现。这样，基站就要分享 PLC 媒质来和上层网络通信，或者是保留一部分频谱资源来完成这种通信。这都会导致已有的网络带宽的降低，所以这样的分层 PLC 网络有很大的缺陷，最好不要采用。



然而，如果基站和上层网络层次的中心节点之间的距离很短，上层网络可以达到更高的数据传输率。如果基站在和上层网络通信时传输带宽没有什么困难，这种网络结构还是有一定的意义的。

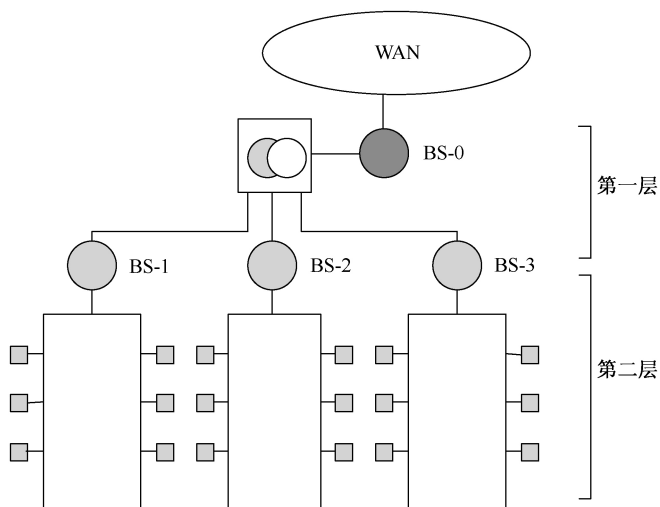


图 2.6 分两个层次的 PLC 接入网络

2.1.3 家庭内部 PLC 网络结构

PLC 家庭内部网的实现有两种方式。

家庭内部电路是 PLC 传输介质的一个简单扩展。内部网络通过网关连接到网络，可能不仅仅是通过一个 PLC 系统接入的，也可能使用其他的接入技术，如 DSL。

一个家庭内部网是作为一个独立的系统存在的。

对于第一种，内部的电网只是 PLC 接入网的一部分。通过低压电力网传输的通信信号不会到电表就截止了，而是继续传输进入家庭内部的个供电网络，如图 2.7 所示。这样，通过家里的每个插座都可以连接到 PLC 接入系统中。作为 PLC 接入网的一部分的内部布线同样是树形结构。

家庭内部 PLC 网也可以通过网关接入任何接入网。在这种情况下，网关在接入网的位置作为一个用户，而在内部 PLC 网络中则作为一个基站。如果接入网也采用 PLC 接入技术，那么网关应该放在电表的位置，这可以使家庭内部的每一点都可以使用 PLC 接入。同样如果接入网采用的是其他技术，那么这一点也是非常好的选择。

独立的家庭内部 PLC 网路应该包括一个基站，利用这个基站来管理整个的家庭 PLC 系统。我们可以假设这个基站同样位于电表的位置^[9]。内部 PLC 网同样保持树形拓扑，即使基站移动到其他的位置，仍然会保持树形结构的。家庭内部网的长度会远小于接入网的长度。

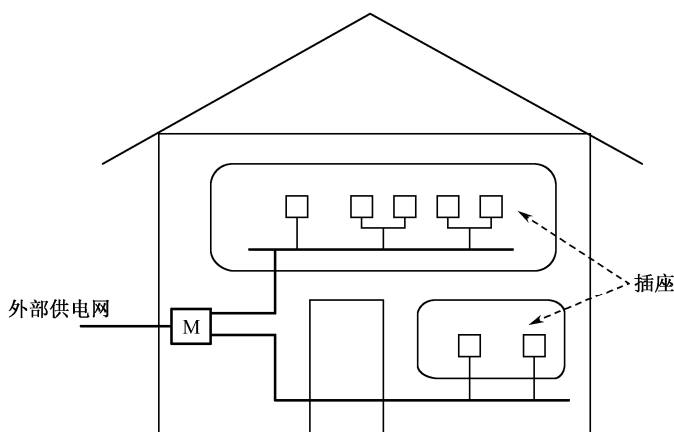


图 2.7 家庭内部 PLC 网拓扑

一些内部网可能采用分布式的网络来组织，这样就是一种不需要 PLC 基站的网络结构。这在独立的内部 PLC 网络中是非常常见的，它是在所有的网络站点之间采用协调机制来实现通信的。同样，在这种 PLC 网络中仍然保持着树形网络结构。

前文讨论了网络中基站的位置、网络分割、家庭内部网等问题，在一个实际网络中还会涉及几个 PLC 系统的互连和中继。实际的网络必然会非常复杂，这就要求我们在实际分析组网中遇到问题要灵活地解决。

建筑区域网络、办公室电力网络、公寓电力网络和家庭电力网络有着相似的拓扑结构。

电力网络的分布广泛，是电力线通信系统最大的优势所在，它掐住了任何产业结构的咽喉——成本控制。但是在电力网络中，由于电力线信道特性（详见第 3 章），电力网络并不能较平衡地实现全覆盖网络。

我们很难去改变现有的电力布线结构，但是基于网络通信设备的安装保护以及对电力线网络的故障的有效诊断，必须检测电力线网络质量。

目前，通过测量传输点到点信号的强度和 TCP/UPD 传输速率来反映电力线网络质量的测量设备已经开始研发，比如美国 Asoka 公司的 PNT（Performance Network Tester）工具。它包括两部分：一个 PTD（PNT Device）用来回滚数据传输，另一个 THD（Test Host Adaptor）用来连接计算机进行测试计算和在计算机上运行的软件 GUI（Graphical User Interface）。其中，在 PTD 中嵌入了代理服务，支持上传和下载业务；THD 是 PLC AV/Turbo 适配器，与 PLC 网络的任意节点和测试主机。

2.1.4 逻辑网络模型

就像前面讨论过的 PLC 网络实现，PLC 接入网是通过基站连接到骨干网络上的。这种连接在所有的 PLC 接入系统都是存在的，和基站的位置和供电网中的 PLC 用户



的数量没有关系。用户和 WAN 之间的通信都是通过基站来实现的，而同一个网络中的用户之间的通信也是通过基站来实现的。

例如，同一个网络中的用户之间的数据通信是通过 Internet 服务来进行的，而这种服务一般位于 PLC 网络之外。如果考虑电话服务，同样是通过一个位于 WAN 的交换系统进行的。因此我们可以认为在一个 PLC 网络中有两个数据传输方向：

- 从基站到用户的下行方向；
- 从用户到基站的上行方向。

在基站发送的下行信息可以传输到网络中所有的用户并被其接收。在上行方向，用户发送的信息不仅会被基站接收到，并且会被网络中的所有用户都接收到。

从更高层的观点来看（如 MAC 层），PLC 接入系统可以被认为一个提供和 WAN 通信的一个基站连接一定数量的网络站点的逻辑总线网络。因此，基站在这个总线网络的架构中占据着中心位置。逻辑总线网络不包含基站和用户之间距离及用户之间距离的信息，而这种信息在考虑信号传播延迟时是需要的，所以需要定义一个指定网路中所有站点之间距离的矩阵。

像前面分析的一样，PLC 接入网中基站的位置改变不了网络的物理树形结构。因此，逻辑总线结构（如图 2.8 所示）同样可以应用于网路高层的分析。这个结论适用于一个供电网被分割为几个 PLC 系统的情况，也适用于多个电力网互连所构成的 PLC 接入系统。PLC 家庭内部网络同样适用，因为内部网也保持着物理树形结构。

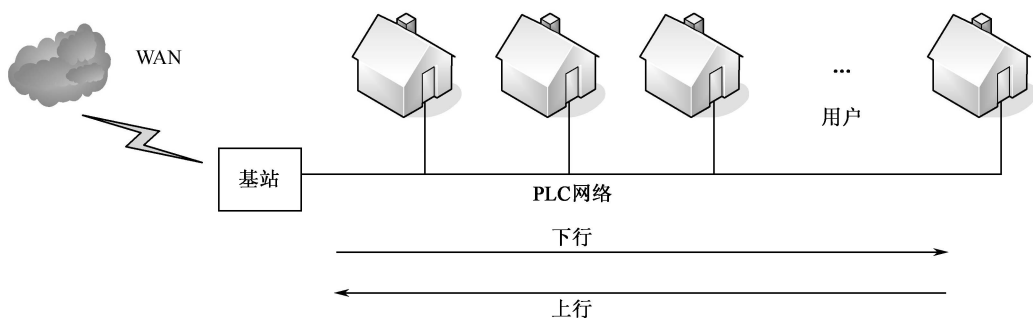


图 2.8 PLC 网络逻辑总线结构

如果在 PLC 接入网中存在中继器，PLC 系统就被中继器分割成几个部分。在不同的部分频率范围和时隙也不同，但在一个 PLC 接入系统中允许其共存。中继器对网络分段之间的频率或时隙的转换对数据内容没有任何影响。传输数据单元可以在网络分段之间轻易地通过，从而确保整个网络的完整。因此，逻辑总线网络结构同样可以应用于存在中继器或网关的 PLC 系统的网络高层。

对于覆盖几个供电网的包含多个基站、中继器和网关的复杂的 PLC 接入网络，



因为构成这个复杂网络的每一个 PLC 接入网都保持着物理树形结构，所以逻辑总线结构同样适用于它们。

2.2 作为通信介质的电力网络分析

电力线通信是将电力供应网络应用于通信系统。在这种情况下，电力供应网可以看做各种电信服务传输的通信介质。因此，基于 PLC 的电信网络可以利用现成的电力供应网络，从而减少网络铺设的成本。

电力供应网络包括三个部分，如图 2.9 所示，都可以作为 PLC 网络的传输介质。

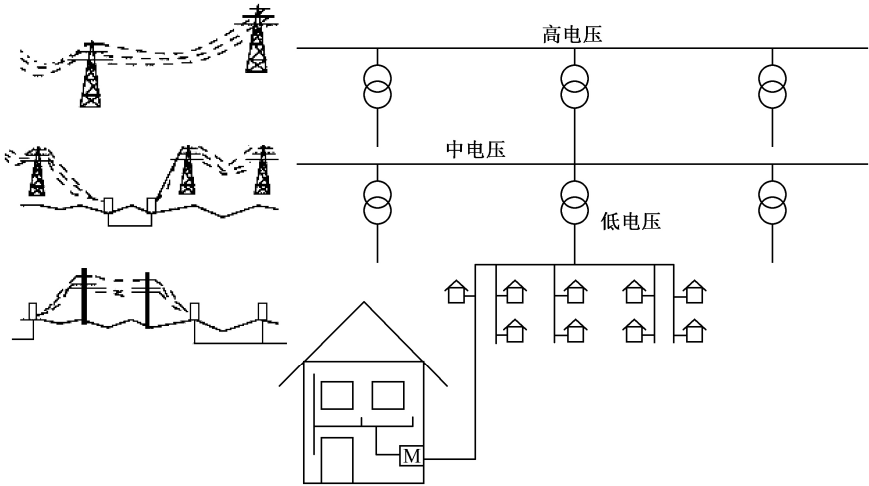


图 2.9 电力供应网络结构

高电压（110~380 kV）网络连接发电站和用电需求巨大的地区和客户。它们通常跨越很长的距离，使用架空电缆进行电力传输。

中电压（10~30 kV）网络给较大的地区供电，如城市和大工业或商业客户。跨区距离比高压网络明显缩短，使用架空电缆或地下电缆进行电力传输。

低电压（220/380 V）网络给终端客户供电，如独立客户或者作为更大客户的单个使用者，其长度一般可达几百米。在城市地区，一般使用地下电缆进线电力传输，而在农村地区，一般使用架空电缆进行电力传输。室内电路设施属于低压网络，它们与用户电表相连。

低压供电网络直接连接大量的家庭终端客户，因此，终端客户数量直接影响 PLC 技术在低压电网的应用前景，与此同时，低压电力线覆盖了客户和传输单元，完全有能力成为通信终端“最后一公里”的替代方案。



从占用频率带宽角度来看,电力线通信网络可分为窄带 PLC (NB-PLC) 和宽带 PLC (BB-PLC)。

2.2.1 PLC 信道带宽分类

1. 窄带 PLC

以 CENELEC 的标准规定为例,窄带 PLC 网络运行的频率范围可以分成三段: A 被用在电力供应方面, B 和 C 用于个人用途。A 一般用于能源相关服务。B 和 C 主要用于楼房和智能家居。现在,窄带 PLC 系统提供高达几 kbps 的传输速率。两个 PLC Modem 的最远距离达到 1 km。为了达到远距离传输,使用了中继器技术。

窄带 PLC 系统提供了窄带和宽带调制方案。第一个窄带 PLC 网络使用的是 ASK 调制。但是,ASK 不能适应分布式的网络结构,因此不适合在 PLC 网络中应用。另一方面,BPSK 是一个健壮的方案,更适合在 PLC 中应用。但是,BPSK 中的相位识别十分复杂,所以 BPSK 的系统并不常用。现在经常在 PLC 系统中使用的是 FSK,希望 BPSK 可以用在将来的通信系统中。

宽带调制方案也应用在窄带 PLC 系统中。宽带调制的优势是,频谱的多变性可以抵抗存在于 PLC 系统中的噪声和选择性衰减,未来的窄带 PLC 系统的传输方案是 OFDM。

2. 宽带 PLC

宽带 PLC 系统可以提供很高的数据速率(2 Mbps 以上),比窄带 PLC 系统高很多。窄带网络只能用低比特率传输很少通道的声音和数据,宽带 PLC 网络可以提供更复杂的电信服务:多声音接入、高速数据传输、传送视频信息以及窄带可以提供的所有功能。因此,宽带 PLC 系统被认为无所不能的电信技术。通过电力网络进行宽带传输可以节约电信网络的构建成本,不用另外布线来架设网络。但是,供电网络不是为信息传输设计的,这给宽带 PLC 技术带来了许多限制因素,覆盖的距离以及数据传输速率在 PLC 系统中都受到了限制。未来电力线通信还要考虑到 EMC。为了实现宽带 PLC,需要更宽的频谱范围(达到 30 MHz),高于 CENELEC 提供的带宽。另一方面,PLC 网络作为一个天线,对于其他工作在相同频率通信系统则变成了噪声源。基于此,宽带 PLC 系统不得不限制反射功率,但这将减小传输的速率和距离。

现在的宽带 PLC 系统在室外的传输速率超过了 2 Mbps,包括中低压供电网络,在室内可以达到 12 Mbps。一些制造商提出了可以达到 40 Mbps 速率的发展蓝图。中压 PLC 技术通常用于点对点的桥接,距离可以到达几百米。这样系统的典型应用为居民楼或者校园主干网的通信基站的 LAN 连接。低压 PLC 技术叫做电信接入网络的



最后距离。由于电信接入的重要性，现在宽带 PLC 技术的发展将直接应用于家庭的网络接入。相反，窄带 PLC 系统还没有像宽带 PLC 网络那样具体的标准。

在 PLC 系统中，数据传输在一个频率选择信道上，回波的出现，脉冲和窄带干扰叠加成的各种噪声，这就要求 PLC 采用的调制方案必须高效地应对这种环境。DSS（直接序列展频）和 OFDM 技术成为未来宽带 PLC 的候选技术。

展频具有抵抗窄带干扰的优势，实现 CDMA（频分复用）的可能性，运行在低的功率谱密度可以减少 EMC 的问题。但是，DSS 有低的谱效率和低通等特点，对于频率选择衰减很敏感。所以，在一点对多点的连接中，需要复杂的均衡，比如 PLC 接入网络，对于每一个单独的连接取决于网段的长度。

另一方面，OFDM 技术允许降低均衡的复杂度，增加对于信号畸变的抵抗性，OFDM 有选择地使用一个频带的特点可以避免窄带干扰使频率分散，同时符合监管部门的要求。OFDM 提供的正交性允许频带重叠导致很高的效率，利用率可以达到单载波宽带系统的 2 倍。进一步来说，位负载技术应用在 OFDM 的子载波，可以获得和理论值接近的传输能力。基于这个原因，在宽带 PLC 网络应用中，OFDM 被认为最佳的选择。

2.2.2 PLC 传输信道特点

低压供电网不是为通信设计的，所以，电力线的传输特点并不适合数据传输。电力线电缆被不对称地分开，在网络端、用户端和电缆上下的传输中有许多不规则的连接。电缆传输造成反射和阻抗特点的改变。另外，一个 PLC 网络改变了它的结构（增加用户），特别是在家用 PLC 网络中，每个开关都可以改变网络拓扑结构。

PLC 网络也有多径传播的特点，主要是由于电缆的连接和不同阻抗产生的大量反射。这导致了多径信号传播，而且是频率选择性衰落。最重要的影响信号传播的因素是线损，损失是由于分支点的反射和电缆端口不匹配以及频率选择性衰落。

PLC 网络的衰减取决于电线的长度和阻抗特性。大量的测量显示，电力线的衰减在相对短长度（200~300 m）是可以接受的，但是长电缆的衰减非常大，所以长的电缆需要配备中继器。

2.2.3 电磁兼容

低压供电网被用来作为 PLC 接入网的传输媒介来产生电磁辐射，另一方面，PLC 允许宽带接入网使用最高达 30 MHz 的频谱。这个频率范围被用于各种无线电服务和分散的 PLC 系统。



各种短波无线电服务，比如业余广播、不同的公共服务、军事甚至非常敏感的服务（如空中管控），受到来自 PLC 网络的干扰的影响。监管部门设定了 PLC 系统运行时超出频率范围产生的电磁量的限定值，是由 CENELEC 标准定义的。在德国，对于运行在频率最高 30 MHz 的系统，NB30 定义了非常低的辐射限制。所以，PLC 网络不得不限制信号的功率来符合 NB30 的规定。对于 PLC 使用的具体的频率范围有以下两个解决方案。

- 烟筒方法：在 1~30 MHz 的之间有一个大约 7.5 MHz 的频宽被 PLC 独自使用。但是，提供给 PLC 使用的频率范围的频谱并不连续。在允许的范围内，PLC 仍然需要运行在具体的辐射限定下。
- 总体辐射限制：在整个频谱范围内（低于 30 MHz），对于所有有线电信服务（如 DSL、CATV、PLC）最大的辐射被限制一个范围内。

在这两种情况下，PLC 系统要确保非常低的电磁辐射，所以要运行在很低的反射功率下。这个问题在非双绞线的电线上更加严重。

电磁兼容技术相关标准的制定正在全球范围内展开。

（1）IEC（International Electrotechnical Commission）

IEC 是各国民间制造商组成的关于电器规范的标准组织，有两个平行的组织负责制定 EMC 标准，分别是 CISPR（国际无线电干扰特别委员会）和 TC77（第 77 技术委员会）。电力线通信（PLT）的系统的干扰限制定义的标准是 CISPR22，CISPR22 主要负责设备端的电磁干扰。

在 2005 年的 CISPR 会议上，CISPR/I 成立了一个特别工作组 PLT PT（Project Team）来负责 PLC 相关标准的研究工作，该工作组将继续负责研究对 CISPR22 的相关修改，包括定义、限值、测试条件和测试方法等内容。

2008 年 2 月，委员会草案第一次被发布，但是 23 个 IEC 国家委员会成员和欧洲广播电信联盟表示反对，只有 6 个委员表示支持。反对方希望通过比较基于 CISPR22 的 6 dB 干扰界限，评估 24 dB 的纵向转换损耗（LCL），从而引入新的修正方案，放宽 18 dB 的电力线通信干扰界限。

2008 年 6 月，PLT Project Team 发布“Proposed Approach on EMC emission requirements for PLT”（CISPR/I/269/DC），提出了在 ISN（稳定阻抗网络）下基于 6 dB 干扰界限的测量方法。该团队认为，PLT 运行的基本设备必须在所传输的信号上设定干扰的限值，可以稍稍高于 CISPR22 的限值，同时也认同在 CISPR/I/257/DC 中所定义的功率密度谱等级对于 PLT 系统的运行的必要性，计划使用基于 6 dB LCL 的 ISN，制定平均和准峰值限制的规范，只在电源端口放宽 18 dB 的干扰界限。也就是说，LCL 必须减少到 6 dB，而干扰限值也要符合 CISPR/I/ 257/DC 下降 18 dB。



2008年8月，CISPR/I的部长要求PLT PT修改这份草案。2009年7月，经过修改后，草案CIS/I/301/CD被批准，以此作为标准的基础。在2009年12月，针对PLT而修改完成的CISPR22 am1 Ed.7.0草拟出台，在2010年的5月，正式出版CISPR22 am1 Ed.7.0。

(2) ITU-T (ITU Telecommunication Standardization Sector)

ITU-T是国际电信联盟管理下的专门制定远程通信相关国际标准的组织，它下属的SG5小组负责电信设备中电磁干扰标准的制定。目前，SG5致力于家庭连网技术的研究，无论是家庭环境还是商业环境，都有必要对硬件和网络的电磁干扰做出相应的技术要求。

在ITU-T目前发布的EMC建议中，电力线通信网络和设备应符合K.60《电信网络电磁干扰限值 and 测量方法》的要求。K.60规定了从9 kHz到3 GHz频段通信网络的电磁辐射干扰限值，给出了9 kHz到400 GHz频段的测量方法，还提供了在通信网络中定位和寻找无线电干扰源的程序和一些解决干扰的措施。

2009年5月，SG5发布了修订版本的K.60，K.60并没有规定电源端口传导干扰方面的限值，因此对于PLC网络和设备，符合K.60要求并不困难，只要在设计制造时适当采取控制电磁辐射干扰的措施即可。

(3) CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization)

CENELEC是由30个欧洲电工委员会成员组成的非营利技术组织，CENELEC从事电磁兼容工作的技术委员会为TC210（以前为TC110），它负责EMC标准制定或转化工作。CENELEC下的EMC标准主要面向整个网络的电磁干扰特性。

TC210将现有的IEC的相关技术委员会和CISPP等的EMC标准转化为欧洲EMC标准。TC210的组织结构包括5个工作组，各工作组的职责范围是：WG1负责通用标准；WG2负责基础标准；WG3负责电力设施对电话线的影响；WG4负责电波暗室；WG5负责用于民用的军用设备。同样，TC210将EMC标准分为四类：基础EMC标准、通用EMC标准（适用于居住、商用和轻工业环境以及工业环境）、产品EMC标准、专业产品EMC标准。

CENELEC的TC205/SC205A/WG10（家用及建筑物电子系统技术委员会/电源信号产品标准分委员会/高频发射与抗干扰工作组）和TC210/SC210A（通用EMC标准技术委员会/信息技术设备EMC标准分委员会）负责PLC电磁兼容标准研究工作。其中，SC205A研究物理和MAC层。该工作组的研究发现，在考虑接入网络和室内网络共存的情况时，OSI的传统分层结构将不能满足需求。

2000年1月，CENELEC和ETSI两个标准化组织5个专业机构联合组成了电信网络EMC标准联合工作组（CLC/ETSI JWG）。



2006 年, 基于 2005 年版 CISPR22 标准, CENELEC 发布修订版 EN55022 标准。

2008 年, 在欧洲委员会 M313 的要求和支持下, CENELEC 起草了关于电力线通信的 pr EN50529-3 草案, 要求所有设备直接连接到网络或网段符合有关 EMC 的产品标准, 每一个设备都应该考虑到它所连接网络或网段的性质, 网络和网段按照已有良好的工程习惯安装和搭建。除了必须满足 EN55022 标准的技术要求外, pr EN50529-3 还增加了部分设备要求和自适应动态分级能力。此外, pr EN50529-3 指出了需要特别进行电磁兼容保护的具体地理区域, 包括海事和航空领域。

由于到目前为止, 没有出现 PLT 所引起的严重电磁干扰, 为此, 欧洲委员会并没有在 2010 年的技术讨论中加强对 PLT 的电磁干扰限制。

我国电磁兼容标准绝大多数来自国际标准, 其来源包括: 国际无线电干扰特别委员会 (CISPR) 的出版物, 国际电工委员会 (IEC) 的标准, 国际电信联盟 (ITU) 的有关建议等, PLT 方面的 EMC 测试分别采用国际电信联盟 ITU-T K.60 标准和 GB9254《信息技术设备无线电骚扰限值和测量方法》(等同于 CISPR22) 进行。测试单位包括国家无线电监测中心、工业和信息化部通信电磁兼容质量监督检验中心、上海电器研究所、中国泰尔实验室、武汉高压研究所等多家机构, 测试地点为检测机构的实验室以及实际运行环境。

2.2.4 干扰的影响和速率限制

由于限制发射功率, PLC 网络对于干扰更加敏感, 为了保证足够大的传输能力, 不能扩展传输距离。来自 PLC 网络环境的干扰是由运行在 30 MHz 下的其他服务 (短波) 造成的。许多干扰来自 PLC 网络本身, 大型机器, 比如电动机, 可以连接到低压供电网或者在 PLC 网络附近, 电视和计算机显示器以及家用电器的开关和相位控制设备产生的脉冲干扰。最后, 附近的 PLC 网络也造成干扰, 如图 2.10 所示。

错误处理机制可以应用在 PLC 系统去解决干扰产生的传输错误问题。前向纠错机制 (FEC) 可以恢复原始数据单元的内容, 尽管有干扰的影响。但是, 由于纠错的过载需要, FEC 机制的应用要消耗一部分传输能力。使用 ARQ (自动重传) 机制提供数据重传要消耗传输能力并带来额外的传输延时在 PLC 网络中应用错误处理机制是必要的, PLC 系统提供的数据速率被限制。因为电磁兼容的 (EMC) 要求, 所以, 现在提供的 PLC 系统有最大的净传输速率 2~4 Mbps。因此 PLC 网络不得不运行在低的数据速率, 另外减小速率由于错误处理机制。另一方面, PLC 接入网连接了许多使用低压电力网作为传输介质的用户, 这将进一步减小可用的数据速率。

一个 PLC 接入网使用低压供电网连接许多用户到基站, 从而确保连接到广域网 (WAN)。所以, PLC 网络作为一个被分享的传输介质供所有用户使用, PLC 网络的能力被进一步减小。

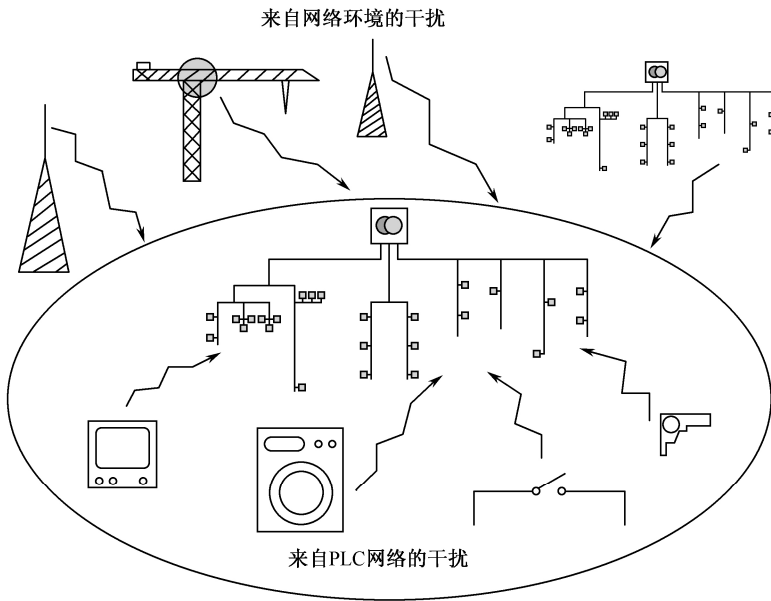


图 2.10 各种干扰源影响

思考题

1. 假如你是无线电爱好者，你会排斥电力线通信吗？谈谈你对电力线通信的看法。
2. 在未来，如何部署家用电器节点和通信网络节点？
3. 简述窄带 PLC 和宽带 PLC 的特点。
4. 何谓 UWB 技术？并简要介绍其特点。
5. 影响电力线通信网络结构的因素有哪些？

第3章 电力线数据通信基础



前言

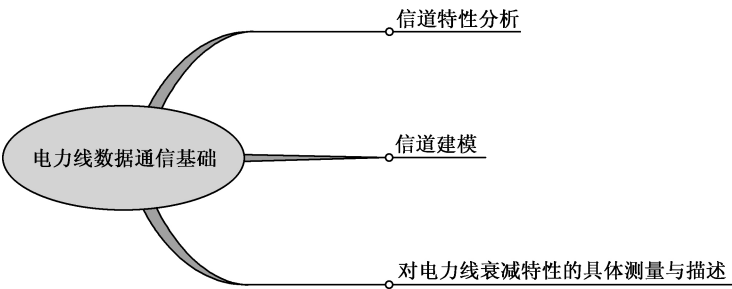
在输入电力传输介质之前，电信网络的传输系统需要将数据信号转换成正确的格式；在电力传输介质中，衰减和相移将会影响信号的传输，此外，电力线的最初设计是基于配电网的能力分布的，这就导致了許多设备和仪器与电力供应网络相连，这些终端设备的活动会造成传输介质与传输信号的不匹配。由此可见，完善电力线数据通信，必须分析传输信道的特性，通过信道建模，讨论数据传输结果。

本章着重进行电力线通信信道的特性分析，通过输入阻抗分析、衰减特性分析和噪声特性分析，揭示电力线通信技术在发展中的瓶颈问题。

传输矩阵模型是分析电力线通信信道的常用方法。本章将讨论传输矩阵模型的建模方法，为学习构建传输函数打下基础。



本章概要



对一切来说，只有热爱才是最好的老师，它远远胜过责任感。



3.1 信道特性分析

从 20 世纪六七年代以来,利用 10 kV 以上中高压电力线作为信号传输通道的电力线载波电话已经获得广泛的使用,对高电压电力线进行高频信号传输的研究已经非常深入和成熟。但是,在 220 V/380 V 低压配电网络上进行信号传输,与高压电力线载波通信有较大的区别。目前国际上普遍认为低压电力线的频带 1.1~30 MHz 可以用来进行高速数据传输,对于 30 MHz 以上频带的信号,因衰减过大在收信机端无法检测。

低压配电网络是指低压配电变压器出线侧的用电网络,由于接到各种用户,所以一般网络负载呈现出不同的特性,这是信道时变特性的原因。一般低压配电网络被认为不适合作为通信信道。信道时变影响信道的阻抗、信道衰减与信道噪声,使得信道变得不可预测。另外,配电网络的整体长度超过配电变压器所管辖的 500 m 范围,因此线路噪声也成为影响低压配电网络数据传输的重要问题。这些性质容易造成较小的数据传输率或是较大的误码率。

3.1.1 信道的输入阻抗分析

低压电力线上的输入阻抗是表征低压电力线传输特性的重要参数。研究输入阻抗,对于提高发送机的效率,增加网络的输入功率有着重大的意义。低压电力线网络总阻抗主要由三部分组成:① 变电站的变压器产生的阻抗,它随着频率的增高而增大;② 导线的特性阻抗,导线可以看做电阻和电感的串联,不同导线的特性阻抗相差 70~1 000 Ω ;③ 接在电力线上的设备阻抗,一般相差 10~1 000 Ω ,这些设备阻抗有的呈感性,有的呈容性。

在理想情况下,当没有负载时,电力线相当于一根均匀分布的传输线。由于分布电感和分布电容的影响,输入阻抗会随着频率的增大而减小。当电力线上有负载时,所有频率的输入阻抗都会减小。而实际上,低压配电网络的输入阻抗是随着地理位置和频率的变化而变化的,与电缆线的型号、配电网络拓扑结构和线路连接的负载有关。输入阻抗的变化并不一定符合随频率增大而减小的单调变化规律,甚至与之相反。为了解释这一问题,可以将电力线看成一根连接有各种复杂负载的传输线,这些负载以及电力线本身组合成许多共振电路,在共振频率及其附近频率上形成低阻抗区。

负载随机的接入低压电网会引起以下两方面的后果:① 复阻抗负载与线路形成谐振回路,可形成阻抗低谷区;② 动态接入线路的负载不能保证与线路的特征



阻抗匹配，从而引起信号的反射和驻波效应。

此外，随着整流设备的应用越来越普遍，大多数可控硅整流电路在交流电压峰值点附近接近导通，使电网与整流电路所连接的阻抗较小的电容性设备相接，造成交流电压在过零点附近时的阻抗大于峰值点附近时的阻抗，使阻抗呈周期性变化。总之，信道的电参数随时间、地点变化，相应地，输入阻抗也往往急剧变化。因此，发送设备的输出阻抗和接收设备的输入阻抗均难以匹配，从而给通信系统的设计带来相当大的困难。

目前在高压输电线路已经有阻抗匹配监测的电力线载波系统。监视器的目的是确定当负载和发射器之间的阻抗失配时提供报警在条件发生。报警输出是基于一个校准设定点，对应于给定的反射功率水平的百分比或反射系数，而不是一个对于给定的阻抗不匹配的实际计算反射功率的百分比或反射系数。也就是说，该系统通过由已知的阻抗所带来的反馈系数进行校准。监视器包括两个重要组成部分，一个定向耦合器和控制器。阻抗匹配监视器通过定向阻断保护方案已经成功地在 115 kV 线路上进行安装。

PLC 系统利用射频信号在 30~500 kHz，一个单频率传输系统如图 3.1 所示，有一个相同系统在传输线的另一端。系统是一个并联谐振电路调谐到 PLC 的频率，从而呈现高阻抗的载波信号。线路调谐器耦合电容形成了一个串联谐振电路，为载波信号传输线提供低阻抗路径。IMT 在传输线路和通信设备之间提供阻抗匹配。排流线圈用于提供低阻抗（20~200 Ω ），而在同一时间提供了高阻抗（通常大于 30 000 Ω ）。在载波通信设备通常额定为 1 W 或 10 W。

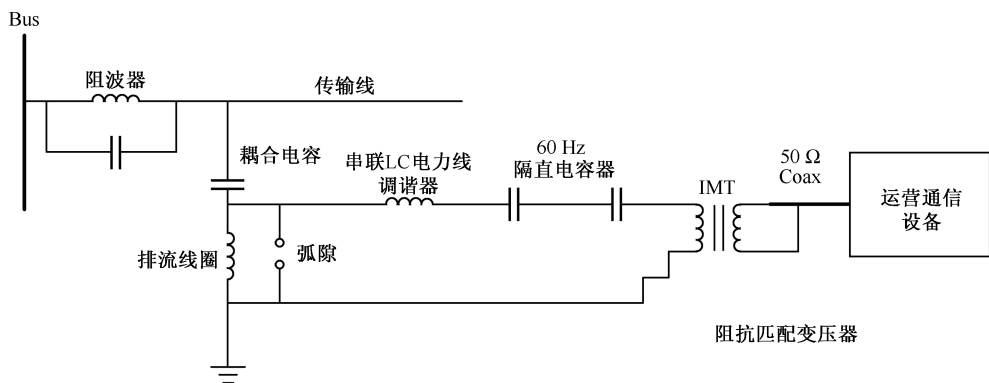


图 3.1 单频率传输系统

原型控制器开发包括两个主要组成部分，一个微控制器和模/数转换器（ADC）。通过使用校准设定点的方法，利用直流电压，原型控制器简化了一个简单的比较功能



的软件算法而不是浮点数学运算，以确定报警点。不同的 ADC 可以有更多的通道用于连接到更多的耦合器。微控制器控制的机电继电器提供物理报警输出，共有两个报警器提供，反射功率百分比（Percent Reflected Power, %RP）报警和硬件故障报警。反射功率百分比报警的设定值在软件中执行，该设定值由定向耦合器进入校准电阻和 ADC 通道传输的监测计数值决定，这是计算在正向和反向耦合器上的电压值，在这期间获得的 ADC 通道数的值用来确定反射功率百分比报警何时得以启动。设定点 ADC 计数数值与比较功能设定值进行比较分析，当 ADC 通道返回计算值超过设定计算值时，发起警报。

定向耦合器的原理如图 3.2 所示。该耦合器是 Bruene 定向耦合器，该耦合器安装在发射器和负载之间。至于在有些情况下，多个发射机通过混合动力传动装置相结合，通过线路调谐器，一个耦合器将被安装在每个发送器输出。由于耦合器的安装，系统应具有一系列低阻抗，分流阻抗非常高的发射器。该耦合器还必须万无一失，因此，如果一个组件出现故障，耦合器将不会阻碍信号的传输。

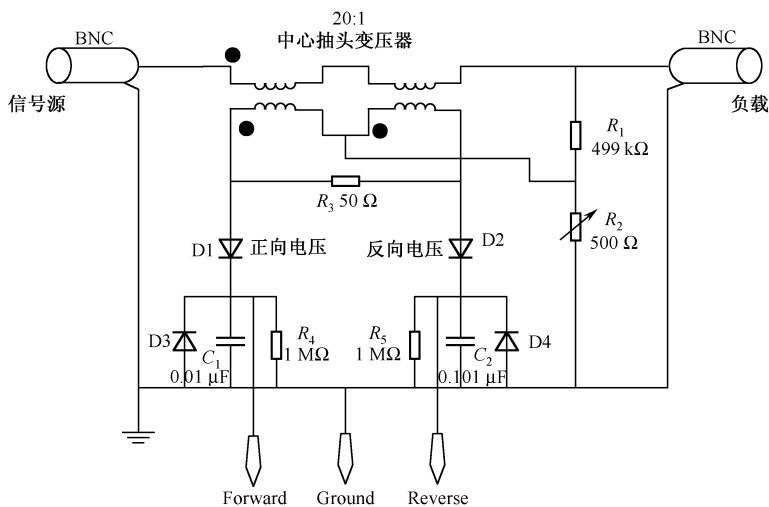


图 3.2 定向耦合器的原理图

3.1.2 信道衰减特性分析

PLC 信道表现出了很强的时变性，信道在 1 s 内对某一频率信号的衰耗变化可达到 20 dB；在 1 s 内信噪比的变化也可达到 10 dB 左右。另一方面，电力线上的信号衰减随频率增长有增加的趋势，并且频率越高传输线效应就越明显，发生谐振的可能性就越大，导致在某些频率下衰减会迅速增加。此外，跨相传输时信号衰减比同相传输时大，这可以通过在相间加电容耦合来消除。由于各种配电网结构以及负荷不同，很难找到简单的数学关系。



信道衰减的两个方面是耦合衰减和线路衰减。线路衰减包括多径传播造成的衰减、线路损耗以及线路延时。此外，配电变压器阻碍信号的通过，在配电变压器原、副两边的信号衰耗可达到 60~100 dB，次级间也会有 20~40 dB 的衰耗。配电变压器副边两回路之间的导纳参数模型，并对六台配电变压器在 20~30 kHz 的频率范围进行了测量，结果表明配电变压器副边两回路之间的信号传输衰减随频率增加而增加，通常连接在两回路之间的负荷能增进跨回路的信号传输，只要该负荷的等效导纳大于配电变压器副边两回路的互导纳。

耦合衰减是由发射端和接收端与电力线的阻抗不匹配造成的。三相电力信道间有很大的信号损失（10~30 dB）。当通信距离很近时，不同相间可能会收到信号。载波信号一般只能在单相电力线上传输；不同耦合方式导致 PLC 信号的损失也不同，线-地耦合比线-中线耦合少损失 10 dB 左右。同时，不同相位的耦合也会引起衰耗，跨相传输比同相传输衰耗大 10 dB 左右。

电力线上的信号传输不是仅仅发生在发射机和接收机之间的可见的直接信道中，其他由反射形成的路径也应该考虑在内。这样的话，电力线信道就应该被考虑成具有频率选择性衰落的多径传输信道。我们可以以一个简单的例子为模型来研究这个问题。如图 3.3 所示，一个由一个分支构成的连接，分为三个部分：(1)、(2)、(3)，长度分别为 l_1 、 l_2 、 l_3 ，特征阻抗分别为 Z_{L1} 、 Z_{L2} 、 Z_{L3} 。为了简单起见，我们假设 A 和 C 是匹配的，即 $Z_A = Z_{L1}$ ， $Z_C = Z_{L2}$ ，则信号将在 B 和 D 点发生反射。这样由于多径反射，将会出现无数的信号传输路径（如 $A \rightarrow B \rightarrow C$ ， $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$ 等）。

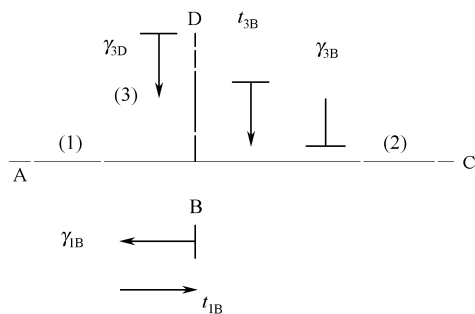


图 3.3 多径传输模型

每一个路径 i 都有一个加权系数 g_i ，表示沿着这个路径的反射和传输因子，电力线上的反射和传输因子基本上都是小于或等于 1 的，即

$$|g_i| \leq 1 \quad (3-1)$$

一条路径上的转移和反射越多，加权因子 g_i 就越小。而且，路径越长，衰减就越大，通过这条路径传到接收端的信号能量就越少。这样的话，就可以只考虑有限的 N 条主要路径，并且尽量使 N 越小越好。



另外由于电力线的损耗引起了衰减 $A(f, d)$ ，衰减随着频率的增大而增大，并且随着路径的长度和频率的增加而增加，接收端的信号应该是各条路径上信号部分的叠加，因此，传输线路的频率响应可以表示为

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3-2)$$

信道损耗是与传输频率和传输线长度有关的一个信道参数。长度为 l 的传输线的频率响应 $H(f)$ 可以用复传输常数和距离为 x 处的电压 $U(x)$ 来表示，复传输常数为

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta \quad (3-3)$$

它由电力线的一次参数 R' 、 G' 、 C' 及电力线的长度 l 决定。因此

$$H(f) = \frac{U(x=l)}{U(x=0)} = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha(f)l} e^{-j\beta(f)l} \quad (3-4)$$

考虑兆赫兹的频率范围，单位长度的阻抗与 f 成正比，单位长度的导电率 G ，主要受绝缘材料的损耗因子的影响，因此，它与 f 成正比。对于典型几何结构和材料的线路来说，通常在兆赫兹的频率范围内，有 $R' \ll \omega L'$ 和 $G' \ll \omega C'$ ，这样，线路可以看做具有实数特征阻抗 Z_L 的低损耗信道。这样，复传输常数可以简化为

$$\gamma = k_1 \sqrt{f} + k_2 f + jk_3 f \quad (3-5)$$

式中， k_1 、 k_2 、 k_3 分别表示电力线的材料和几何参数的常量、传输常数的实部、衰减因子 α ，它们随着频率的增加而增加。然而，对于一条特定的信道， α 和 f 的确切关系，即 α 是和 f 成正比，还是和 \sqrt{f} 成正比，还是和两者都有关系，取决于 k_1 还是 k_2 起主导作用。基于这些推导和对测量的频率响应的更进一步的分析，可以得出对衰减因子的近似方程为

$$\alpha(f) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k \quad (3-6)$$

式中，仅用三个参数就可以表征典型电力线信道的特征，而这三个参数可以很容易地从测得的传递函数中得到。

由式 (3-4) 和式 (3-6)，电力线信道的衰减可由下式表示，即

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f) \cdot d} = e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k) \cdot d} \quad (3-7)$$

虽然式 (3-7) 由物理效应得出，但是参数 α_0 、 α_1 和 k 不能很容易地从前面所知的电缆参数中得到。但这并不能限制这个模型在实际应用中的价值，因为从实际网络中得到所有的必要的电缆参数几乎是不可能的。一般的， α_0 、 α_1 和 k 都是由测量得到的传输函数获得的。

信号是多径传播的，同一信号由不同的路径传播时，会造成不同的延时，这就是信道的延时衰减。延时与传播距离和传播速度有关，具体表达式为 $\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v_p}$ ，



其中 τ_i 是第 i 路径的延时, d_i 是第 i 条路径的传播距离, v_i 是传播速度, ε_r 为介电常数, c_0 为光速。

3.1.3 信道噪声特性分析

在低压电力线里, 噪声源可能是内部的 (电网内部) 或外部的 (电网外部)。图 3.4 是一个简单的噪声分类示意图。

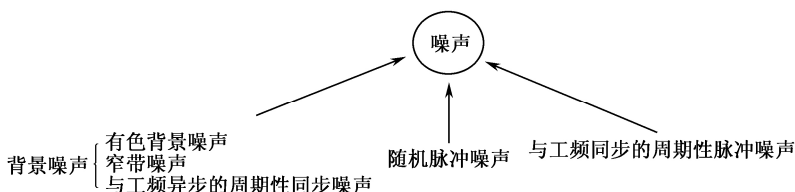


图 3.4 噪声分类示意图

(1) 有色背景噪声

主要由各种低功率噪声源共同引起, 其功率谱密度随时间变化比较慢, 一般为几分钟, 甚至几个小时, 它是电力线上各种噪声源产生的组合干扰, 主要是热噪声和小型电动机产生的谐波, 其功率谱密度 (PSD) 相对较低, 并且随频率变化。其中热噪声主要由分立元件的电子热运动产生, 分立元件包括电阻、导线等, 而小型电动机包括许多家庭用具, 如电钻、搅拌器和电吹风等。这些噪声频谱几乎占据了整个通信带宽, 但其功率谱密度不高, 且随信号频率增加而降低。这类噪声可以表示为零均值加性高斯白噪声 (zero-mean Additive White Gaussian Noise)。零均值高斯随机过程 $X(t)$ 在任意时刻点 t 的 x 由下面的高斯概率密度函数描述, 即

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right] \quad (3-8)$$

式中, σ^2 是 x 的方差, 均值为 0。根据中心极限定理, 高斯分布通常用于系统的热噪声模型中。中心极限定理指出: 在通常条件下, 不管原来的单个分布函数是什么, j 个统计独立的随机变量之和的概率分布, 当 $j \rightarrow \infty$ 时, 均为高斯分布。因而, 即使单个噪声的分布不是高斯分布, 大量的噪声之和也会趋于高斯分布。

(2) 窄带噪声

窄带噪声绝大多数为调幅正弦信号, 主要由中短波广播站的介入引起。这种噪声的频谱在测量过程中的宽度要超过 1 kHz, 可以很明显地与脉冲噪声相互区别, 其干扰可以在任何地方测到, 而且会持续很长时间, 几个小时或者是几天。电视机与较高垂直折回谐波的干扰在所有的地点除了港口都会达到 -80 dB, 另外在开关电源存在的



情况下,在其他不同的频率(25 Hz、30 Hz、49 Hz、55 Hz、58 Hz、75 Hz 和 82 kHz),这种噪声测量的水平范围都在-60 dB 到-90 dB 之间。

(3) 与工频异步的周期性脉冲噪声

这类噪声一般由电视接收机和计算机显示器产生,脉冲的重复频率依赖于电视机和显示器的扫描频率标准。对高分辨率和图像偏移质量的追求将使这些频率越来越高,其频率一般为 50~200 Hz,功率一般不超过-45 dB。

(4) 与工频同步的周期性脉冲噪声

这类噪声主要由与电源同步工作的电力设备引起,特别是整流二极管的开关,重复频率为 50 Hz 或 100 Hz,脉冲持续时间非常短,一般为微秒级,功率谱密度随频率的升高而下降。

这种噪声一般是由于硅控制整流器引起的,在 50 Hz 周期内开关数次就是在时域内一系列脉冲噪声或者是在频域内电力系统中的更高谐波噪声。一般来说,这种噪声可以认为周期发生的噪声,但是它一旦发生就会持续很长的时间。通常在频谱范围(60~95 kHz)内测量,频谱密度大约是-70 dB。但高速传输数据的通信系统由于数据包持续时间短,可在周期噪声的间隙进行传输,从而降低了这种噪声的影响。

(5) 不同步的冲激噪声

这类噪声主要由网络中电力设备的瞬时开关引起,脉冲持续时间在几微秒到几毫秒之间,功率谱密度可以比背景噪声高出 50 dB 以上。由于不同开关电源在电网中随机进行切换,脉冲噪声在电网中很短的时间内干扰整个频带,这会影响到在脉冲发生频率采样点时放入频率,产生较大的峰值。超过 98% 的测量脉冲仅仅影响到那个频率的采样点,这种噪声的干扰不会超过 12.5 ms,它在所有测量点很少发生,该噪声的发生完全是人为造成的。在工业环境中,这种噪声或多或少在白天和晚上都有分布,在城市中这种脉冲噪声一般都发生在白天,特别是在 7 点到 9 点,以及 19 点到凌晨之间。当一个存在电容、电感储能元件的动态电路或电路参数发生变化时,电路要经历一个过渡过程。在激励为正弦量时,自由分量与强制分量的和在短时突发性脉冲。通过对实测数据的频域分析,这种噪声的能量主要集中在 100 kHz 以下,且其发生频率和几 kbit/s 的数据传输率相比要低很多,因而对传输系统的影响是不大的。传输正确率仍保持 100%。

一般来说,前三种噪声的幅度均方根值(RMS)随时间变化很慢,因此它们被归为背景噪声,而后边两种可以认为是冲激噪声,因为它们的幅度变化很快。由于冲激噪声实际是由供电网上的用电器产生的,所以电力线噪声可以认为是背景噪声和附近用电器产生的冲激噪声的混合。



为了评估 PLC 方案的性能，我们需要一个准确的噪声模型。在这里中，我们提出了一个典型的 1~30 MHz 带宽的宽带 PLC 频域噪声模型，该模型同时考虑了背景噪声和冲激噪声。背景噪声是根据两个长期的噪声频谱测量而得到的结果分析为基础的，而冲激噪声是直接从噪声源测量得到的（也就是各种家用电器）。到达电力线通信（PLC）接收机的冲激噪声的数量是由噪声源和 PLC 接收机之间的传输信道的特性决定的。使用这个模型可以评估电力线噪声对多个调制方案的影响。这里的评估是以不同方案的误码率（BER）为基础的。虽然系统的 BER 事实上是与信道传输功能和噪声有关，但是本书仅考虑噪声的影响，因为这里关注的是电力线噪声对 PLC 性能的影响。

3.1.4 噪声建模方法

因为噪声很难通过单纯的来源分析来准确地描述，所以所有的现有噪声模型都是基于经验的测量。根据测量方法的不同，噪声建模可以分为频域建模方法和时域建模方法。频域建模方法是基于噪声频谱的测量方法，而时域建模方法是基于时间轴上的噪声波形实数值的测量的方法。从相关文献上看，背景噪声主要是在频域上进行建模的，冲激噪声在频域和时域都可以。

在频域有两种方法对背景信号建模。第一种是谱适应方法，用被测量的噪声的功率谱密度（PSD）或电压谱密度去适应特定的频率函数。这种方法能够获得平均噪声谱，但它无法给出任何噪声在每个独立频率上的随机行为的信息，为了做到这一点，可以用统计分析的方法把每个频率上的背景噪声变量表示成特定的概率密度函数（PDF）。因为统计分析可以得到相应的均值和标准偏差，所以 PDF 能够完全描述噪声在某个特定频率的统计特性。已有的噪声模型中提出的 PDF 包括“sum of two Rayleigh”分布、正态分布和高斯分布。

冲激噪声的频域建模方法完全是根据测量的。测量由家用电器产生的噪声频谱可以研究它们在频域的特性。虽然这种方法不能给出冲激噪声的统计变化，但是它提供了电力线通信频率变化范围内的冲激噪声的足够的信息。

冲激噪声时域模型可以用三个参数描述：脉冲幅度、脉冲宽度以及到达时间间隔（IAT）。由相关文献可知，时域模型就是基于这三个参数的统计特性，并且在很多文献中这三个参数的概率分布曲线都来源于测量。在脉冲宽度和 IAT 分布相应地逼近一些指数分布的叠加的假设基础上，一些研究者提出用马尔可夫链的来给这些参数的分布建模，模型中用到的过渡矩阵主要来源于测量。相对于那些以直接测量为基础的方法，该方法不仅提供了这两个参数的概率分布，而且给出了分布的时间传递工具。另外一些研究者直接用 Middleton 的 A 组噪声模型来描述冲激噪声的幅度分布。然而，



因为这个模型最初是为人造冲激干扰而建立的，所以如果把这个模型应用于电力线噪声仍然是不确定的。

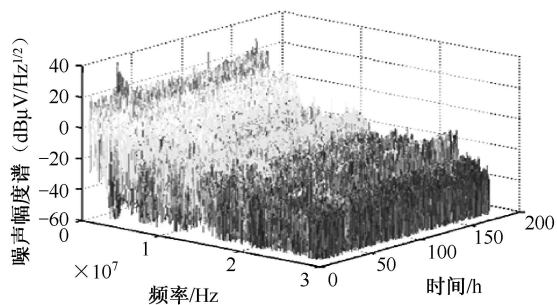
除了上述模型以外，一些研究者已经提出采用 **cyclo-stationary** 噪声模型来同时描述背景噪声和冲激噪声。这个模型的基础是大量的电力线噪声的改变是和供电电压的半周期同步的。因此，噪声可以认为不同频率和幅度的正弦波之和。

本节选用频域方法来给电力线噪声建模。用统计分析的方法描述背景噪声，而冲激噪声的建模是以对多种用电器的噪声频谱的测量为基础的。

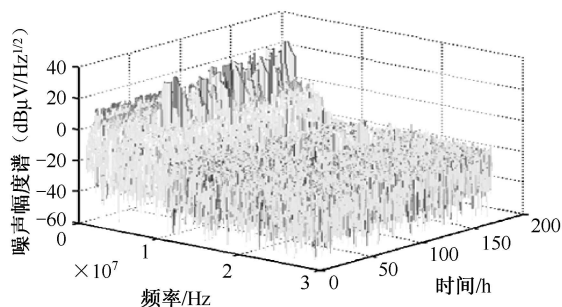
(1) 背景噪声

为了给背景噪声建模，在两个地点，如实验室和公寓房间，对 $1\sim 30\text{ MHz}$ 的噪声的频谱进行了长期的测量。在测量中，每隔 5 min 保存一组频谱数据，整个测量过程持续一周时间。测量结果给我们提供了足够的有关背景噪声是如何随时间和频率变化的信息。

图 3.5 给出了测量得到的噪声幅度谱 ($\text{dB}\mu\text{V}/\text{Hz}^{1/2}$)。从图 3.5 中可以看出，噪声谱在低频部分 ($1\sim 10\text{ MHz}$) 的值很大，而在高频部分 ($10\sim 30\text{ MHz}$) 的值比较小。这是正常的，因为在电力网中有更多的低频噪声源，并且短波广播也集中在这个频带。同时也可以看到噪声谱在时间轴上变化不是很明显。



(a) 实验室



(b) 公寓房间

图 3.5 噪声幅度谱



这个噪声幅度谱仅仅描述了一般的相对于时间的趋势,要更进一步地理解噪声在时域的随机行为,就要采用统计分析的方法。虽然相关文献已经建议采用一些 PDF,但经过对上述噪声幅度谱进行广泛的研究后,发现时域噪声谱的概率分布类似于 Nakagami- m 分布, Nakagami- m 概率密度函数为

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}} \quad (3-9)$$

式中, r 是随机变量, p 是相应的随机变量的概率, $\Gamma(\cdot)$ 是 Gamma 函数, m 定义为时间比, Ω 是随机变量的平均功率。

Nakagami- m 模型经常用来描述多径传播环境中具有相对大的时延和不同反射波簇的无线衰减信号。因为电力线有很多的重叠和节点,很有可能表现出这种具有反射的多径行为。这个模型也可以用来描述从多个独立的瑞利衰减源积累的干扰信号。在电力网中,虽然从单个源出来的噪声平均幅度基本保持不变,但是电力网复杂的散射,最后到接收机的合成噪声可以大致认为瑞利分布。因为背景噪声是多个瑞利分布噪声源之和,则用 Nakagami PDF 表示这种幅度分布是合理的。

从式 (3-9) 中可以看到, Nakagami 分布由两个参数决定: m 和 Ω , m 的值表示 Nakagami 分布和 Rayleigh 分布之间的近似关系,而 Ω 表示随机变量的功率。如图 3.6 所示, Nakagami 概率密度函数当 $m=1$ 时完全和 Rayleigh 概率密度函数相同,当 $m>1$ 时, Nakagami 概率密度函数比 Rayleigh 有更小的方差和更大的均值, $m<1$ 时则相反。如果噪声幅度服从 Rayleigh 分布,则噪声的实部和虚部为高斯分布,并且在这种情况下可以认为高斯白噪声。

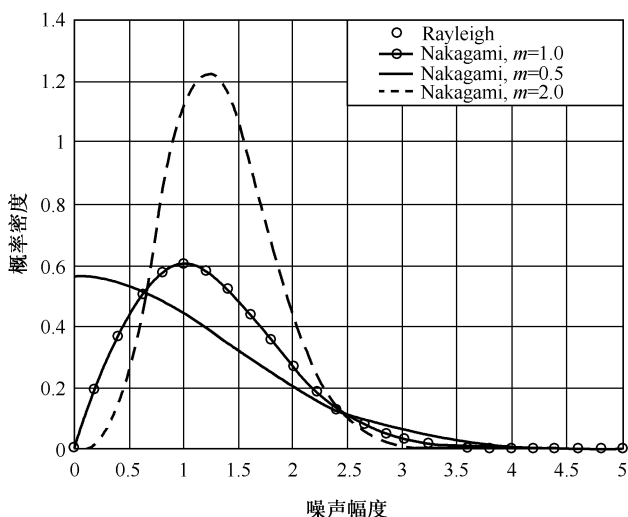


图 3.6 Rayleigh 分布和 Nakagami 分布比较



用最小均方根 (LMS) 来匹配, 在两个地点测得的噪声的 m 和 Ω 的剖面图如图 3.7 所示。两个地方的剖面图看起来极其不像, 但实际上还是有一些相似的。它们都表明在高频时噪声近似为高斯白噪声 ($m \approx 1$), 而在低频时噪声方差则会变大 ($m < 1$)。在实验室, 22 MHz 以上时噪声 PDF 接近高斯分布, 在公寓房间里, 则在 8 MHz 以上。

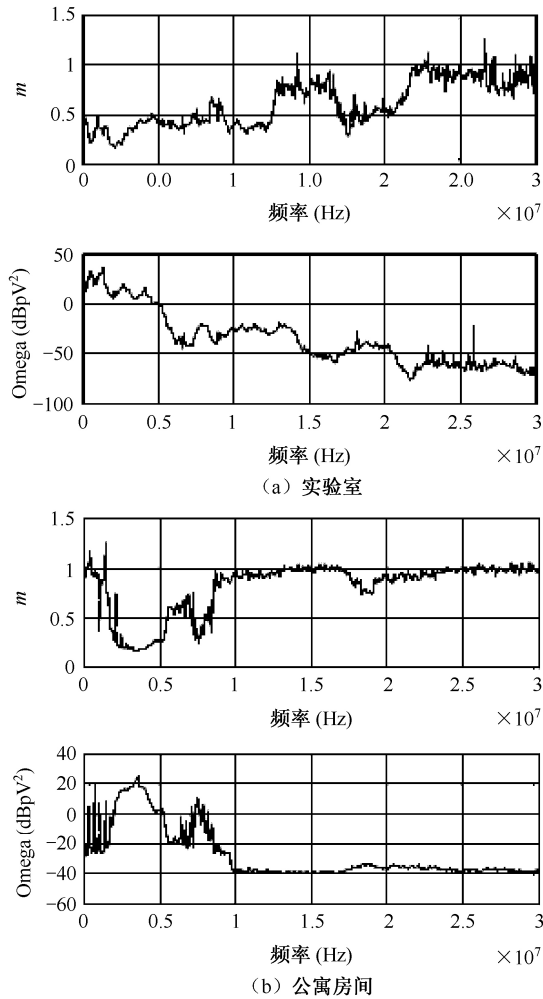


图 3.7 PLC 频率范围内 m 和 Ω 的剖面图

图 3.8 表明, 在实验室测量所得的 PDF 非常好地逼近模型 PDF, 在公寓房间里可以得到同样的结果, 这就说明用 Nakagami 分布来给背景噪声建模是合适的。

(2) 用电器噪声

通过测量同样可以得到各种用电器的噪声谱, 测定用电器噪声谱的步骤可以分为三步:

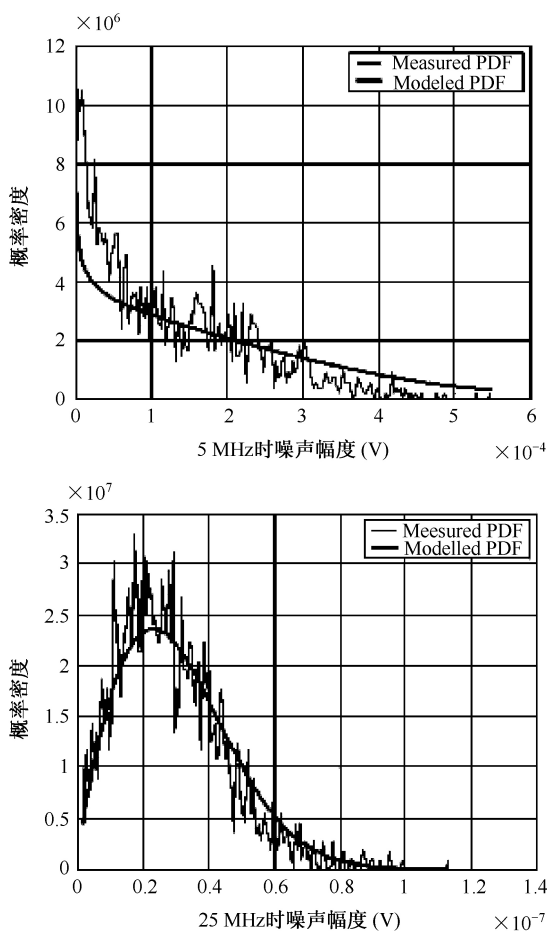


图 3.8 实验室内 5~25 MHz 测量和模型 PDF 比较

- ① 测量不连用电器情况下背景噪声谱；
- ② 把用电器连到电力网上测量背景噪声和用电器噪声的混合；
- ③ 用第②步测得的谱减去第①步测得的谱，就可以得到用电器噪声的谱。

计算中用到的噪声谱应该是功率谱，这是因为从各种源产生的噪声是非相干的，它们可以在功率上结合而不是幅度。

测得的几种用电器的噪声谱如图 3.9 所示，很明显，除了荧光灯和吸尘器，大部分的用电器在 1~30 MHz 频带内对噪声影响不大。

(3) 接收机噪声

在设计 PLC 系统时主要考虑的是，到达 PLC 接收机的噪声量或接收机的信噪比 (SNR)。接收机噪声可以认为是背景噪声和图 3.10 所示的附近用电器产生的噪声的混合。 $S_i(f)$ 是由第 i 个噪声源（或用电器）产生的噪声功率谱， $H_i(f)$ 是由第 i 个噪声源位置到接收机信道的传递函数，则 $S_i(f) \times H_i(f)$ 就是第 i 个噪声源对接收机噪声



谱的影响。由于用电器都是独立运行的，所以噪声信号是非相干的，到达接收机的总的用电器噪声是由各种用电器的噪声功率谱的和决定的。到达接收机的总的噪声 $S_{rx_appliance}(f)$ 则可以表示为

$$S_{rx_appliance}(f) = \sum_{i=1}^N S_i(f) \cdot |H_i(f)|^2 \quad (3-10)$$

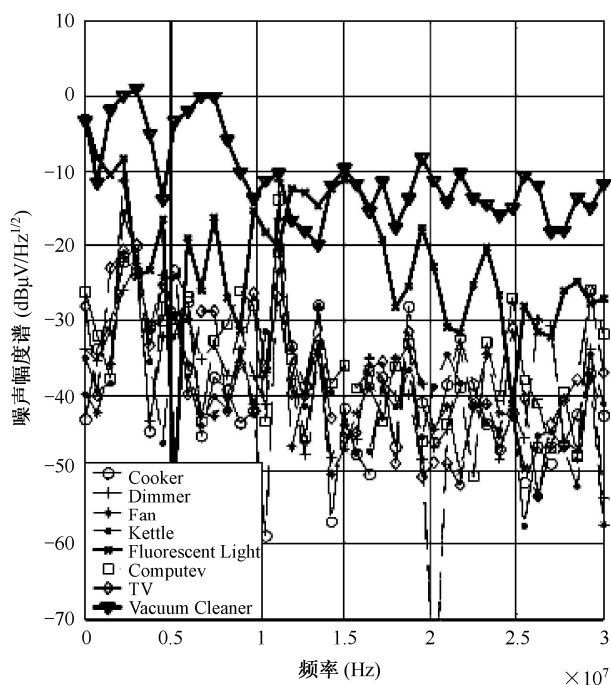


图 3.9 几种用电器噪声幅度谱

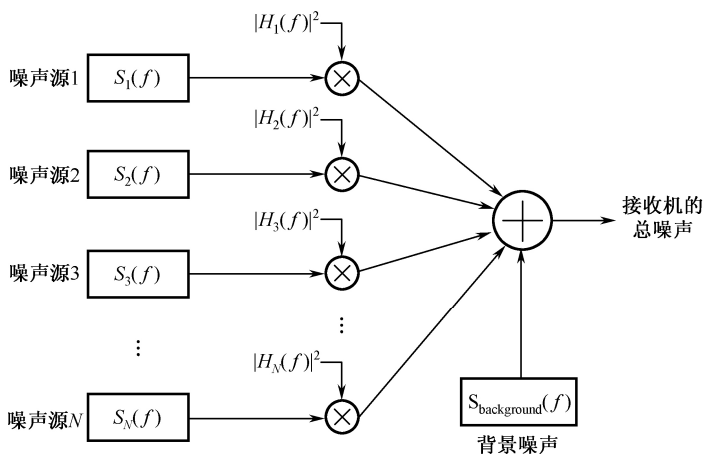


图 3.10 整个接收机噪声模型说明

根据式 (3-10)，接收机的总噪声为背景噪声和到达接收机的总用电器噪声之和，即



$$\begin{aligned} S_{rx}(f) &= S_{background}(f) + S_{rx_appliance}(f) \\ &= S_{background}(f) + \sum_{i=1}^N S_i(f) \cdot |H_i(f)|^2 \end{aligned} \quad (3-11)$$

为了检验上述噪声模型，可以构建如图 3.11 所示的测试网络。选用荧光灯和吸尘器作为主要负载，是因为它们的噪声谱是非常重要的，用做测试也是合适的。测试工具连到网络的 Port1，测量所得噪声谱和模型的噪声谱对比如图 3.12 所示，这两个结果是非常相近的，检验说明这个方法是非常准确的。

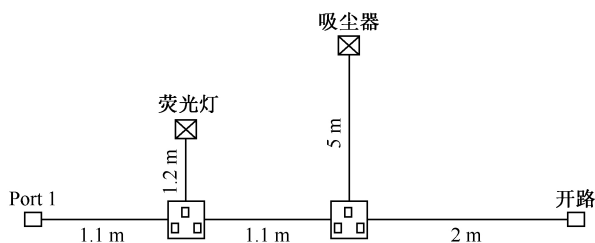


图 3.11 噪声模型检验网络

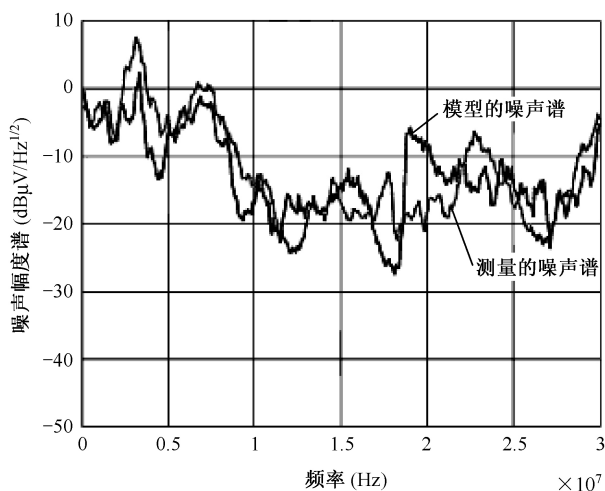


图 3.12 测试网络接收机测量噪声谱与模型噪声谱对比

(4) 噪声 Axis-PDF 确定

正如前面部分描述的一样，在一个频率上的背景噪声服从 Nakagami- m 分布。为了研究这种噪声对调制方法的影响，就需要确定噪声的 Axis-PDF。Axis-PDF 表示噪声在实轴和虚轴的概率分布函数。例如，加性高斯白噪声 (AWGN) 的幅度服从瑞利分布，它在实轴和虚轴都具有高斯分布，因此 AWGN 的 Axis-PDF 就是高斯分布。运用噪声 Axis-PDF 知识，可以预测噪声影响下的调制方案的误差性能。

电力线背景噪声的幅度 PDF 如式 (3-9) 所示，如果假定噪声相位服从 $-\pi$ 到 π 的均匀分布，令噪声幅度变量为 x ，相位变量为 θ ，噪声实部为 y ，则



$$p(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} e^{-\frac{mx^2}{\Omega}} \quad (3-12)$$

$$y = x \cdot \cos(\theta) \Rightarrow x = \frac{y}{\cos \theta} \quad (3-13)$$

则

$$\frac{dy}{dx} = \cos \theta \quad (3-14)$$

如果噪声相位 θ 被认为是恒定的，即

$$p(x) \cdot dx = p(y) \cdot dy \quad (3-15)$$

则 y 的 PDF 可以用下式确定

$$\begin{aligned} p(y)|_{\theta} &= \frac{p(x)}{dy/dx} = \frac{2}{\Gamma(m) \cdot \cos \theta} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} \cdot e^{-\frac{mx^2}{\Omega}} \\ &= \frac{2y^{2m-1}}{\Gamma(m) \cdot \cos^{2m}(\theta)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m e^{-\frac{my^2}{\Omega \cos^2 \theta}} \end{aligned} \quad (3-16)$$

然而，因为 θ 是均匀分布的随机变量，则 y 和 θ 的联合概率密度函数为

$$\begin{aligned} p(y, \theta) &= \frac{2y^{2m-1}}{\Gamma(m) \cdot \cos \theta} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m e^{-\frac{my^2}{\Omega \cos^2 \theta}} \times \frac{1}{2\pi} \\ &= \frac{y^{2m-1}}{\pi \cdot \Gamma(m) \cdot \cos^{2m}(\theta)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m e^{-\frac{my^2}{\Omega \cos^2 \theta}} \end{aligned} \quad (3-17)$$

从式 (3-17) 可得， $y \geq 0$ 时的 PDF 为

$$\begin{aligned} p(y) &= \int_{\theta} p(y, \theta) d\theta \\ &= \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{y^{2m-1}}{\pi \cdot \Gamma(m) \cdot \cos^{2m} \theta} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m e^{-\frac{my^2}{\Omega \cos^2 \theta}} \right) d\theta \\ &= 2 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{y^{2m-1}}{\pi \cdot \Gamma(m) \cdot \cos^{2m} \theta} \right) \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m e^{-\frac{my^2}{\Omega \cos^2 \theta}} d\theta \end{aligned} \quad (3-18)$$

假定相位是均匀分布的， $y < 0$ 的概率和 $y > 0$ 的概率是相同的。然而，式 (3-18) 中的积分不易解出，这里用累加和给出了一个近似值，如式 (3-19) 所示。

$$p(y) = \frac{4}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{y^{2m-1}}{\Gamma(m) \cdot \cos^{2m} \left(\frac{i \cdot \pi}{2N} \right)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m e^{-\frac{my^2}{\Omega \cos^2 \left(\frac{i \cdot \pi}{2N} \right)}} \quad (3-19)$$

式中， N 是累加的项数。这个结果已经通过仿真检验过了，如图 3.13 所示。仿真的 PDF 是由大量仿真噪声随机变量得到的，这些噪声幅度服从 Nakagami 分布，相位



服从均匀分布，模型的 PDF 是由式 (3-19) 计算得出的。这两个 PDF 相互接近说明式 (3-19) 导出的 Axis-PDF 是正确的。在噪声幅度 Axis-PDF $p(y)$ 的帮助下，就可以研究电力线噪声环境下的误差性能。

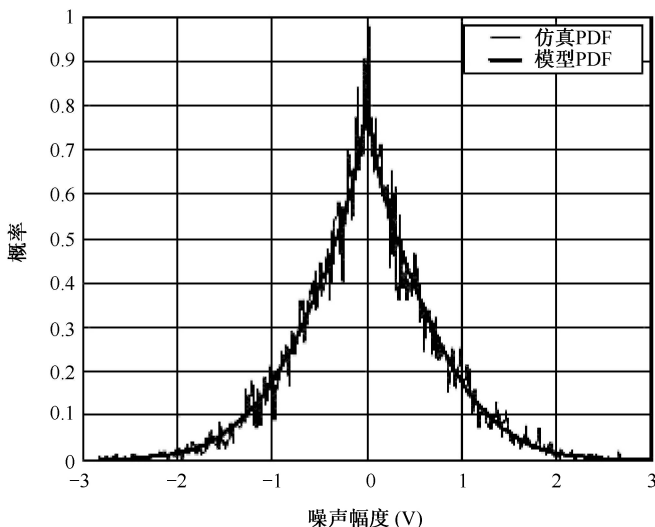


图 3.13 均匀分布相位和 Nakagami 分布幅度且 $m=0.7$ 的随机变量的仿真和模型 Axis-PDF 对比

3.2 信道建模

在已有的传输模型中，最主要的两个因素为：模型参数和模型算法。这两个因素决定了模型的可靠性和精确度。

从得到模型参数的方法来看，建模技术可以分为两类：**top-down** 和 **bottom-up**。在 **top-down** 方法中，参数主要是来自于测量，这种方法的计算量很小且容易实现，但是其缺点是依赖于测量结果，模型倾向于测量误差。另一方面，**bottom-up** 方法从模型参数的理论推导入手，虽然相比于前一种方法，其计算量很大，但是它能很清楚地描述网络行为和模型参数之间的关系，并且因为所有的参数都是可以用公式表示的，所以这种模型更加通用和灵活，可以很容易地预见传输函数的变化。

根据模型所用的算法，以上所说的建模方法可以在时域或频域实现。在时域建模中，电力线信道被当做一个多径的环境，可以用反射模型来表示其物理特性。这种模型在 **top-down** 方法中可以简单地实现，但采用 **bottom-up** 方法时，是根据后向反射可以忽略的近似。另外，当多个分支连接到一个节点上时反射模型就变得相当复杂。在频域建模时，网络可以看做很多级联部分的组合。整个网络的行为可以通过级联的各部分的传输矩阵或散射矩阵来描述。这种方法的主要优点是它可以考虑所有的信号的



反射而不管网络的复杂性。

3.2.1 时域模型

在 3.1.2 节中，由式 (3-2) 所示的多径传输表达式和式 (3-7) 所示的频率和长度的衰减表达式，我们可以得到

$$H(f) = \sum_{i=1}^N |g_i(f)| e^{j\phi_{g_i}(f)} e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i} \tag{3-20}$$

式 (3-20) 通过延时部分和低通特性描述了信号沿着一条路经传输的情况，并且通过衰减部分表示了随着长度和频率的增加，衰减增加的情况。加权因子 g_i 概括了沿着一条路径的反射和传输因子。由于反射点可能会体现复数的和与频率有关的值，因此 g_i 通常是复数的和随频率变化的值。 N 条路径上的信号部分在接收点上应该叠加起来。

进一步分析可以发现，加权因子 g_i 可以简化，使它虽然仍是复数值但不随频率变化。实际上，在很多情况下 g_i 甚至可以认为实数值。在多机种网络中，存在着许多条路径拥有相同延时的情况，因此对于每条路径的 g_i ，不需要都找到它的物理根源。从多径的角度来看， g_i 只是简单地表示路径 i 的权值，得到的最终频率响应当为

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \left(\frac{d_i}{v_p} \right)} \tag{3-21}$$

实践证明这个模型是有效的，其参数意义见表 3.1。

表 3.1 传输函数模型参数

参 数	参 数 意 义
i	路径的条数，这里延时最短的路径标为 $i=1$
α_0, α_1	衰减参数
K	衰减因子的指数（典型值在 0.5 到 1 之间）
g_i	路径 i 的加权因子，通常为复数，可以看做反射因子和传输因子的联合体现
d_i	路径 i 的长度
τ_i	路径 i 的延时

式 (3-21) 表示一个参量模型，描述了典型电力线信道的复杂的频率响应，它的参数很少，但是包含了 500 kHz 到 20 MHz 频率范围内的几乎所有信道传输特性。而且，路径的条数 N 可以用来控制模型的准确性，这在分析电力线信道性能时，对定义参考信道尤其重要。

然而，应该看到，多径模型在本质上是对电力线信道的不完全描述，并且存在如下缺点：



- 这个模型所依靠的参数只有在实际的信道传输函数被测量得到后才能够估计出来；
- 没有考虑由寄生电容和寄生电感所引起的谐振效应；
- 对于室内的情况，在计算每一条存在的路径的延迟、振幅及相移需要很大的计算量；
- 没有考虑电缆的细节和接地。

3.2.2 传输矩阵模型

二端口网络的示意图如图 3.14 所示，根据传输线的理论可知，任意一个均匀传输线都可以用一个二端口网络（2PN）表示，从而取代一个分布参数电路。在传输线理论中，表示一个 2PN 的一般的方法就是使用传输矩阵 T 。

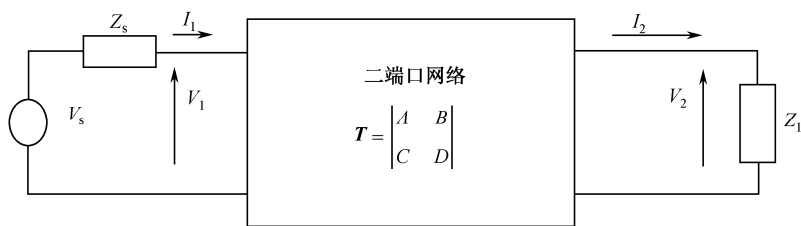


图 3.14 二端口网络示意图（2PN）

1. 二端口网络的传输矩阵

图 3.14 所示的二端口网络的电压电流的关系为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_f \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

式中， A 、 B 、 C 、 D 是频率的复值函数，它们描述了一个二端口网络的电气特性，定义如下：

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, \quad B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0}, \quad C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (3-23)$$

将 (V_2, I_2) 表示成 (V_1, I_1) 的函数，有

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{AD - BC} \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_b \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

考虑到电流从源流向负载作为正，我们在式（3-24）中改变了 B 和 C 的符号。通常我们将式（3-22）和式（3-24）中的 \mathbf{T}_f 、 \mathbf{T}_b 分别称为前向传输矩阵和后向传输矩阵。

对于如图 3.14 所示的二端口网络，根据参数 A 、 B 、 C 、 D 我们可以得到源电压为

$$V_s = V_1 + I_1 Z_s$$



负载电压为

$$V_2 = I_2 Z_L$$

输入阻抗为

$$Z_{in}(f) = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (3-25)$$

用负载电压与源电压的比值表示传输函数, 可得

$$H(f) = \frac{V_2}{V_s} = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_s Z_L + DZ_s} \quad (3-26)$$

2. 传输线的参数 A 、 B 、 C 、 D

均匀的双导体传输线的参数 A 、 B 、 C 、 D 和相应的前向传输矩阵 \mathbf{T}_f 为

$$\begin{cases} A = D = \cosh \gamma l \\ B = Z_0 \sinh \gamma l \\ C = \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l \end{cases} \Rightarrow \mathbf{T}_f = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_0 \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

式中, l 、 γ 和 Z_0 分别是导线的长度、传输常数和电缆的特性阻抗。 \mathbf{T}_f 的元素满足以下特性:

- 在任何频率 $A=D$;
- 在任何频率 $B \neq C$;
- $\det(\mathbf{T})=AD-BC=1$ 。

从式 (3-22) 和式 (3-24) 可得

$$\mathbf{T}_f = (\mathbf{T}_f)^{-1} = \mathbf{T}_b \quad (3-28)$$

由式 (3-22) 可知, 电缆的 2PN 模型是一个互易的 2PN, 由式 (3-25) 可知电缆是一个对称信道, 也就是说不管从那一端驱动都会得到相同的值。

3. 典型的传输矩阵

通常, 对于串联或并联与电力线的阻抗的传输矩阵具有不同于式 (3-27) 所示的具体的构成。一般来说, 对于任何线型线路的不连续性都可以用二端口网络模型表示。

(1) 并联电阻

任何接入电缆的分支都会用到分路抽头, 这种情况不管是在室内还是在室外的线路都是普遍存在的。分支的终端可能是开路或是短路。分路抽头可以看做一个三端口部分, 但是其中一个端口表示为一个负载。这种情况仍然可以用一个级联的 2PN 模型来表示, 因为分路抽头可以认为跨接到两条线上的并联阻抗, 阻抗大小等于分路抽头的输入阻抗。因此, 分路抽头的前向传输矩阵为

$$\mathbf{T}_{BT} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{inBT}} & 1 \end{bmatrix} \quad (3-29)$$



式中, 分路抽头的输入阻抗 Z_{inBT} 可以用式 (3-25) 计算得到。如果分支接入是非终止的, 如无穷大的负载, 由式 (3-25) 可知输入阻抗变成

$$\lim_{Z_L \rightarrow \infty} Z_{\text{in}}(f) = \lim_{Z_L \rightarrow \infty} \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} = \frac{A}{C} \quad (3-30)$$

从而

$$\mathbf{T}_{\text{BT}} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{C}{A} & 1 \end{vmatrix} \quad (3-31)$$

(2) 串联阻抗

双导体传输线中其中一条电缆的串联阻抗 Z_{SE} 的前向传输矩阵为

$$\mathbf{T}_{\text{SE}} = \begin{vmatrix} 1 & Z_{\text{SE}} \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (3-32)$$

(3) 变压器

电路中差分电路和共模电路是通过变压器来连接的。匝数比为 k 的变压器的前向传输矩阵为

$$\mathbf{T}_{\text{TR}} = \begin{vmatrix} k & 0 \\ 0 & 1/k \end{vmatrix} \quad (3-33)$$

(4) 级联准则

通常来说, 传输线都是由几部分构成的, 并且每一部分可能是由不同长度的不同电缆构成的。传输矩阵的一个重要的作用就是让我们很容易地处理串联的 2PN 网络。对于一个给定的网络, 总的传输矩阵可以使用级联准则得到。如果 $\mathbf{T}_f^{(i)}$ 是网络第 i 部分的前向传输矩阵, 则由 N 部分构成的网络的总的前向传输矩阵 \mathbf{T}_f 可由以下的关系得到:

$$\mathbf{T}_f = \mathbf{T}_f^{(1)} \cdot \mathbf{T}_f^{(2)} \cdot \dots \cdot \mathbf{T}_f^{(N)} \quad (3-34)$$

同样地, 总的后向矩阵 \mathbf{T}_b 为

$$\mathbf{T}_b = (\mathbf{T}_f)^{-1} = (\mathbf{T}_f^{(N)})^{-1} \cdot (\mathbf{T}_f^{(N-1)})^{-1} \cdot \dots \cdot (\mathbf{T}_f^{(1)})^{-1} \quad (3-35)$$

每一个前向矩阵 $\mathbf{T}_f^{(i)}$ 都具有式 (3-27) 所具有的形式, 所以满足所有式 (3-28) 所示的特性, 特别是由式 (3-28) 的特性式 (3-25), 我们可以得到

$$\mathbf{T}_b = (\mathbf{T}_f)^{-1} = \mathbf{T}_f^{(N)} \cdot \mathbf{T}_f^{(N-1)} \cdot \dots \cdot \mathbf{T}_f^{(i)} \quad (3-36)$$

4. 传输函数的分析计算

等效的级联 2PN 如图 3.15 所示, 因为这个电路三导体的传输线连接模型可以看做由双导体的传输线通过变压器耦合的, 从而可以用图 3.15 来表示图 3.14 所示的连接。

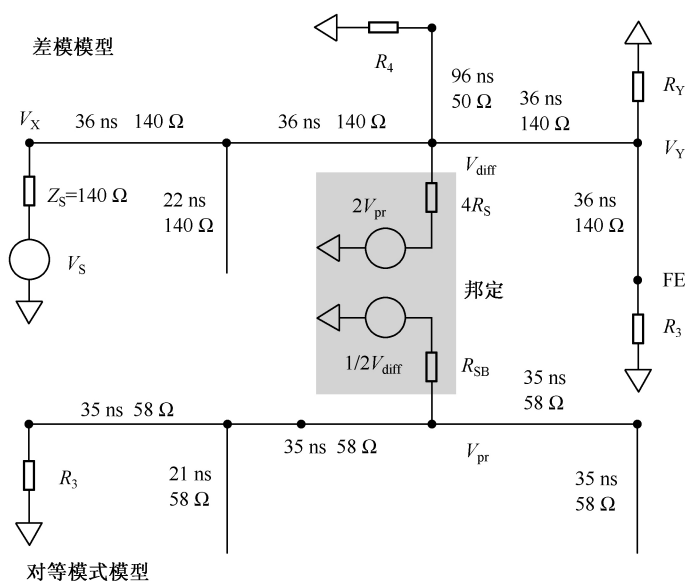


图 3.15 电力线连接电路模型

根据前面的分析可知，分路抽头可以看做一个三端口的网络，并且其中的一个端口可以看做一个负载阻抗，变压器表现为跨接在中性线和火线之间的一个并联阻抗，并且阻抗值为从变压器看进去的输入阻抗值。从而可以用图 3.17 来表示图 3.16 所示的级联的二端口网络。

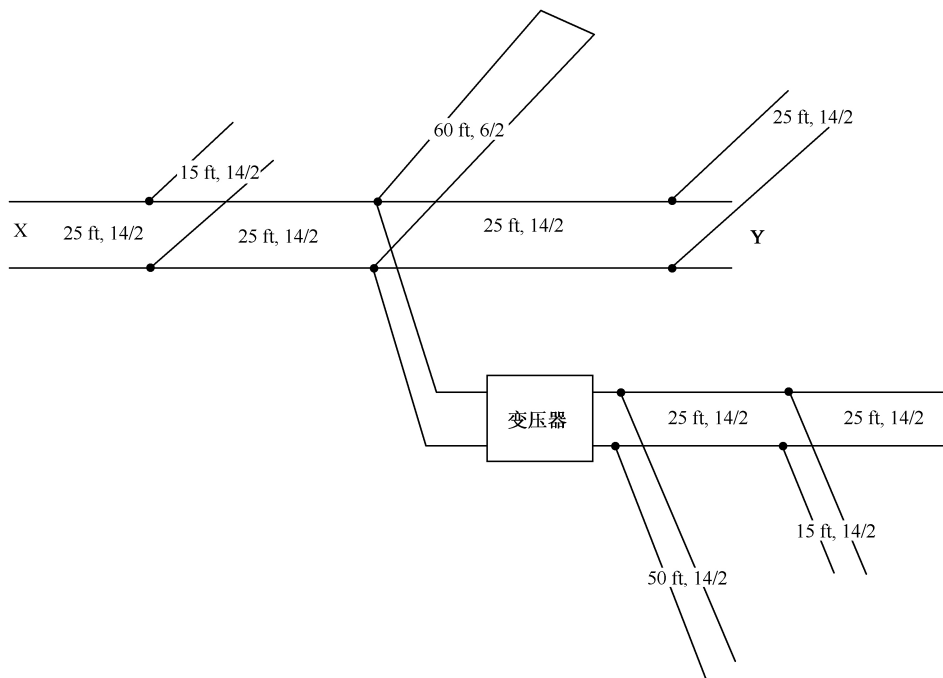


图 3.16 级联等效电路

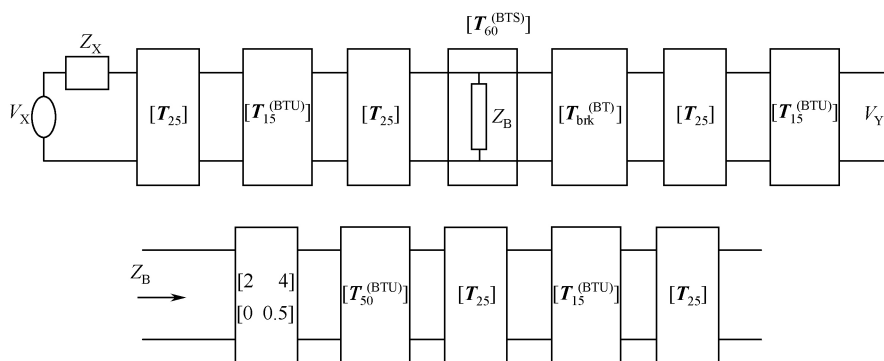


图 3.17 级联网络的等效框图

图 3.17 的定义说明:

- T_L 表示长度为 L 的电缆的前向矩阵;
- $T_L^{(BTU)}$ 表示分路插头的前向矩阵;
- $T_{60}^{(BTS)}$ 表示主干电缆上短路的分路插头的前向矩阵;
- T_{brk} 表示断路器的前向矩阵;
- Z_B 表示伴随电路的输入阻抗。

从而从 X 到 Y 的总的传输矩阵可以由级联准则得到, 从而我们可以用图 3.14 所示的简单的 2PN 电路来表示一个电力线连接。从 X 到 Y 的总的传输矩阵 T 为

$$T_{XY} = T_{25} \cdot T_{15}^{(BTU)} \cdot T_{25} \cdot T_{60}^{(BTS)} \cdot T_{brk} \cdot T_{25} \cdot T_{25}^{(BTU)}$$

$$= \begin{bmatrix} A_{XY} & B_{XY} \\ C_{XY} & D_{XY} \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

一旦得到端对端的电路的传输矩阵, 我们就可以得到传输函数

$$H_{XY}(f) = \frac{Z_Y}{A_{XY}Z_Y + B_{XY} + C_{XY}Z_XZ_Y + D_{XY}Z_X} \quad (3-38)$$

采用传输矩阵来描述电力线连接的行为, 可以揭示传输函数一个很有趣的特性, 即对称性。

法国 Orange 实验室近年来对电力线通信信道进行了深入的研究, 通过对电力线通信网络 100 MHz 信道带宽进行实地检测和仿真, 将信道分为 7 个类型, 如图 3.18 所示。

场所编号	场所信息	传输函数的数量
1	House-Urban	19
2	New house-Urban	13
3	Recently restored Apartment-Urban	12
4	Recent house-Urban	28
5	Recent house-Urban	34
6	Recent house-country	32
7	Old house-country	16

图 3.18 信道分级图 1



根据香农定理和相同参考噪声影响，研究人员将信道质量分为 9 个等级，如图 3.19 所示。

级别	信道百分比 channels	容量区间 (Mbps)	容量 (Mbps) [1~100 Mhz]
1	3.49%	1 000~1 200	1 120
2	16.78%	1 200~1 400	1 307
3	18.18%	1 400~1 600	1 486
4	11.88%	1 600~1 800	1 687
5	11.88%	1 800~2 000	1 899
6	12.58%	2 000~2 200	2 098
7	9.79%	2 200~2 400	2 298
8	7.69%	2 400~2 600	2 499
9	7.69%	2 600~2 800	2 699

图 3.19 信道分级图 2

每个等级对应的具体的信道类型，如图 3.20 所示。

Class number	Sites
1	6
2	1, 5, 6
3	1, 3, 4, 5, 6, 7
4	1, 3, 4, 7
5	1, 3, 4, 5, 7
6	2, 4, 5, 7
7	2, 4, 5, 6
8	2, 3, 4, 6
9	1, 2, 3, 5, 6, 7

图 3.20 信道分级图 3

Orange 实验室根据不同的信道等级，进行平均衰减模拟和平均相位建模，根据频谱中峰宽和峰高的清晰度，用统计学的方法拟合相同信道质量等级下的不同传输函数。这样的分级方法也已经得到越来越多研究机构的认可，以此为基础，重新开展了相干带宽和延迟扩散性的研究。

在 Orange 实验室信道质量等级分类的基础上，根据估计的信道熵和功率延迟谱进行理论分析，获取信道信息，也将成为研究信道带宽和信道质量关系的有效手段。

3.3 对电力线衰减特性的具体测量与描述

假定在电力线中信号的传输速度大约为光速的 60%，如果信号频率为 100 kHz，则反射损耗发生在 450 m 处，同样当信号频率为 10 MHz 时，反射损耗发生在 4.5 m



处。因此，可以断定，由于反射所引起的信号衰减在 MHz 频带内比在 kHz 频带内更容易发生。基本上反射和分支到终端之间的距离有很大的关系，然而，因为分支的数量和这个距离是变化的，并且在实际的电力线配置中是杂乱混合的，所以在各种频率都可能发生反射。当这些因素都发生时，一个预想不到的大的衰减就会在一个特定的频率发生，这就是所谓的频率选择性衰减。

我们进行了大量的测量，测量的设置参数为：

- 测量的开始频率 1.5 MHz;
- 测量的结束频率 30 MHz;
- 信号发生器的输出 $5 V_{p-p}$ (50Ω 阻抗输出)。

最后的结果是电力线通信信号的衰减为 $-30 \text{ dB} \sim -80 \text{ dB}$ 。我们分析了电力线长度和分支数量与衰减的关系，具体结果如下。

3.3.1 由电力线的长度引起的信号衰减

为了检验电力线长度和信号衰减特性之间的关系，我们设置了两个测量点在同一电力线网络中，两者的区别是电力线的长度，如图 3.21 所示。

图 3.22 显示了在不同的传输距离上信号的衰减特性。这里两个接收点的分支数相同。结果显示，当电力线长度越大，信号的衰减越明显（这个结果是显然的）。另外，信号的衰减往往发生在分支节点或不同种类电缆的节点的反射（多径）。在图 3.22 中可以发现一个明显的衰减在接收点 2 的 $17 \sim 19 \text{ MHz}$ ，这是因为在电线上存在阻抗变化点。

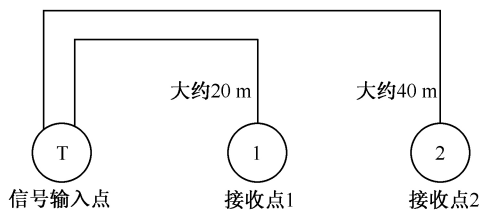


图 3.21 不同电力线长度测量

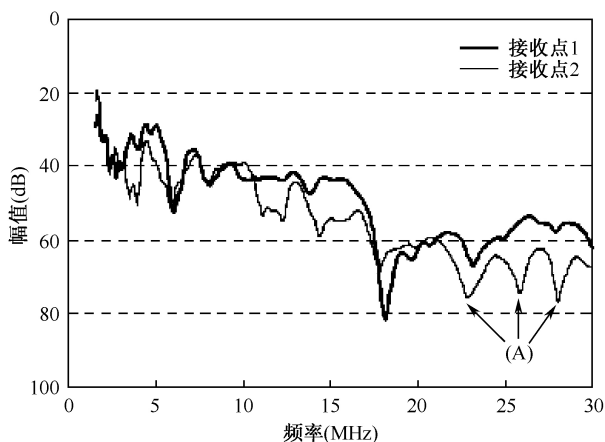


图 3.22 不同长度的信号衰减



3.3.2 分支造成的衰减

图 3.23 配置的测量方案用来检验分支的数量对信号衰减特性的影响，图 3.24 为测量结果。

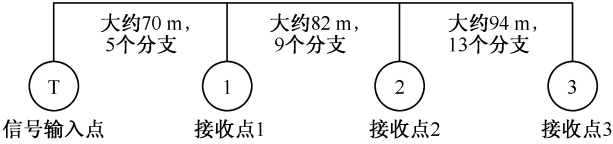


图 3.23 不同分支数量测量

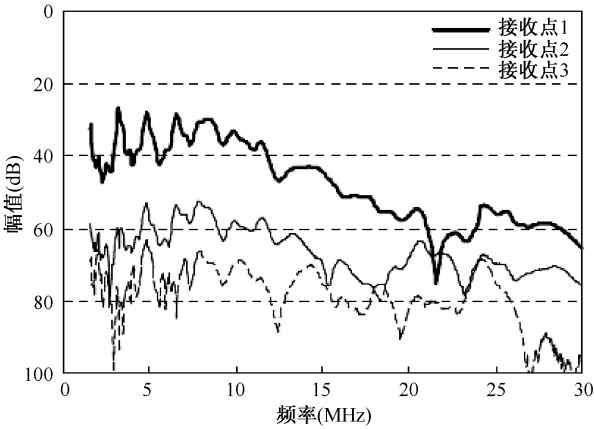


图 3.24 不同分支引起的信号衰减

在这次测量中，电力线的长度随着分支数量的变化也发生了变化，但是长度的变化大约是 12 m，如图 3.25 所示，当长度的变化在 20 m 时长度对信号的衰减特性的影响不是很大。考虑到这一点，图 3.26 所示的结果是分支数量与信号衰减特性之间的关系。从结果上看，当分支数量增大时，衰减变得非常明显。这是因为随着分支数量的增大，由此造成的反射增大所引起的。

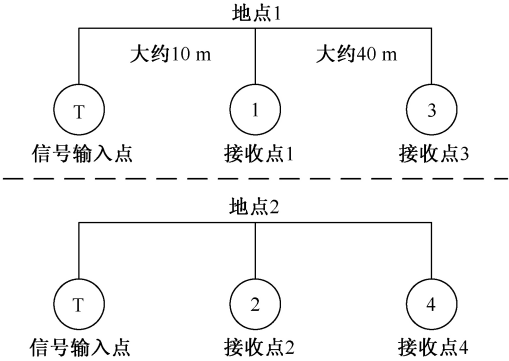


图 3.25 不同环境下的信号衰减测量

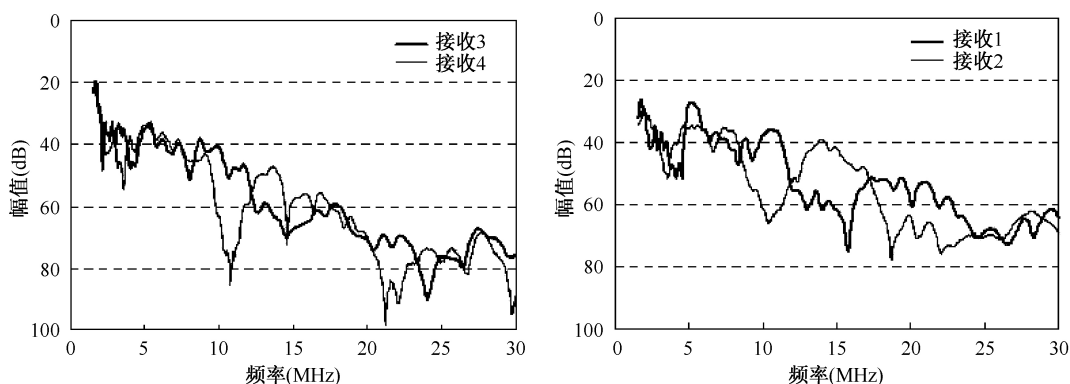


图 3.26 不同环境下的信号衰减

3.3.3 相同的长度和分支数情况下的衰减

这里我们选择电力线长度和分支数都相同的两个地点分别测量信号的衰减,来检验具有相同的长度和分支数的地点的信号衰减特性。

在电力线上不同地点,如 10 m 和 40 m 的信号衰减特性如图 3.25 所示。虽然两个地点的电力线配置(如长度、分支数)相同,但是在不同的地点,每个频率上衰减的变化是很明显的。这主要揭示了信号的衰减特性与环境的影响(如时间、用电设备)有很大的关系。即使在相同的配置下不同的环境下衰减也不一样,这正说明了电力线通信信号的衰减特性的复杂性。

思考题

1. 比较其他有线信道和无线信道,分析电力线信道如何面对看似没有优势的竞争。
2. 查找信噪比和信道估计的相关资料,着重于其中一个技术点,写一篇小论文。
3. 如何理解信道的特性阻抗?为什么要进行阻抗匹配?
4. 引入二端口网络的根据是什么?意义是什么?

第4章 电力线通信标准

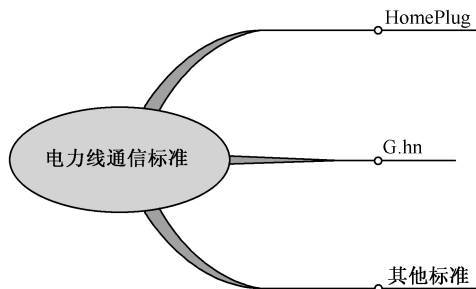


前言

经过多年的发展，电力线通信技术已经逐渐走向正轨，但是只有相关技术标准的制订才能保证 PLC 快速健康地发展。无论是现在应用广泛的家庭插电联盟（HomePlug Powerline Alliance）标准，还是面向将来的 G.hn，我们都将在本章中加以讨论。



本章概要



智慧并不产生于学历，而是来自对于知识的终身不懈的追求。



4.1 HomePlug

家庭插电联盟（HomePlug Powerline Alliance）成立于 2000 年，在全球拥有超过 70 个成员，是领先的开发全球互联电力线通信规格的开放标准组织。该组织自成立以来陆续制定了一系列的 PLC 技术规范，包括 HomePlug 1.0、HomePlug 1.0 Turbo、HomePlug AV、HomePlug BPL、HomePlug Command&Control，形成了一套完整的 PLC 技术标准体系，基本上覆盖了所有电力通信技术的应用领域。通过与 IEEE 等国际标准化组织的合作，家庭插电联盟致力于 HomePlug 技术在全球范围内的推广。其中 HomePlug 的支持者包括：思科、Comcast、通用电气的子公司通用电气安全公司（GE Security, Inc.）、Intellon、NEC 电子、摩托罗拉、SPiDCOM 科技、Arkados、Renesas 科技、Yitran 通信和得州仪器（TI）等。

HomePlug 技术能实现在电力线、电话线，以及同轴电缆上数据传输。目前已将该类技术移植到同轴电缆，采用 OFDM 正交频分多路复用技术，工作频率为 2~28 MHz，PHY 速率可达 72 Mbps。由于 HomePlug 技术是基于电力线传输基础上发展的，考虑到电力线应用的恶劣环境，其协议中关于纠错方面考虑较多，在一定程度影响了其传输时有效数据载荷的效率。HomePlug 规范目前有三大类：面向家庭内宽带连网的 1.0+AV 规范、面向宽带电力线接入的 BPL 规范以及面向较低带宽控制应用的家庭自动化 C&C 规范。

4.1.1 HomePlug 1.0 概述

随着网络宽带接入时代的到来，家庭网络对发送或接收语音、视频等数据的速度需求不断提高。为改建家庭网络设施重新铺设线路需要花费大量的金钱和时间，因此使用已经铺设好的电力线作为网络传输介质是一个很好的选择。HomePlug 标准允许人们利用已经存在的电力线基础网络设施来提供高速的网络接入。HomePlug 1.0 是第一个 HomePlug 标准。在 2001 年获得批准，理论数据速率最高达 14 Mbps。2004 年推出了 HomePlug 1.0 Turbo，最大理论数据速率提高到 85 Mbps。

家用电力线最初被设置在 50~60 Hz 频率下工作，因此使用电力线进行高频率的通信存在很多的技术挑战。电力线网络由各种不同导体的导线无规律地连接在一起，且在线路终端连接有变化的阻抗。随着频率的不断变化，网络的幅度和相位响应相应地会有巨大的波动。因此在某些频率下，信号能被几乎无失真地接收到，而在另外一些频率，信号会被底层噪声所覆盖。此外信道特性也可能随着网络上负载的变化而变化。



电力线网络也很容易受到干扰，插入或断开设备、打开或关闭电源都可能产生脉冲噪声，会降低通信信号的可靠性。

HomePlug 1.0 为了克服以上的困难，对于需要传输的有效数据采用了级联 Viterbi 和 Reed Solomon 前向纠错以及交织技术；对敏感的控制数据域则采用了拓平乘积编码（TPC）技术。

电力线通信网络系统必须包含一个具有耐抗性强的物理层（PHY）和一个有效率的介质访问控制层（MAC）。

1. HomePlug 1.0 物理层

物理层规定了调制方式和信道编码方式。MAC 层负责控制介质与用户间的通信协议。HomePlug 1.0 使用了正交频分复用（OFDM）作为基本的传输技术。HomePlug 采用的 OFDM 是一种突发模式（Burst mode），而非连续模式（Continuous mode）。

OFDM 将高速数据流分解成多路平行位元流进行传输，各路位元流的位元速率相对较低。随后，各路位元流对一组频率紧凑的载波之一进行调制。载波的正交性是通过选择使其频距等于各路载波位元速率的倒数来实现的，实际结果是：如果我们在等于一个独立载波位元速率的时间跨度上对接收到的波形进行 FFT 变换，则在 FFT 的输出中各点的值仅仅是一个对相应载波进行调制的位元的函数，而与调制任何其他载波的数据无关。

当载波之间的频距足够小，使得在载波所占据的频带范围内通道的响应相对确定，通道均衡变得比较容易。在频域中实现均衡时，可通过对从每一载波中恢复的符号使用一个复常数值进行简单加重而完成。对于各个载波可以采用多种不同的调制方法。

在 HomePlug 技术中完全不需要均衡处理，因为它采用了差分四相相移键控调制（DQPSK），数据被编码为同一子载波上当前符号与前一符号之间的相位差。在相位可能存在迅速变化的场合，差分调制可以提高性能。

HomePlug 1.0 的物理层占用了 4.5~21 MHz 的带宽，其中 OFDM 系统载波共有 84 个，但有 8 个子载波位于业余无线电广播频段，为避免产生干扰，物理层在业余无线频段降低了发送器的功率谱密度，以便将从电力线辐射到这些系统中的干扰能量降低到最小。采用 DQPSK 调制并使用所有载波时，总位元速率为 20 Mbps。从物理层传递到 MAC 层的位元速率约为 14 Mbps。HomePlug1.0 的物理层传输端主要分为三部分：Frame Control FEC、Data FEC 和 OFDM Modulator。

2. HomePlug 1.0 MAC 层

（1）帧结构

为了提高与目前广泛部署的以太网的兼容性，HomePlug 1.0 的 MAC 层采用了 IEEE 802.3 规定的帧结构，包括两种基本的帧结构：长帧（见图 4.1）和短帧（见图 4.2）。



图 4.1 长帧结构

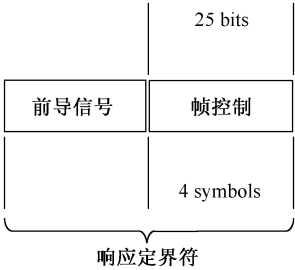


图 4.2 短帧结构

一个长帧包括一个帧起始定界符、有效载荷和帧结束定界符。一个短帧由一个应答定界符组成，是自动请求重传（ARQ）处理的一部分。ARQ 机制被用来减少数据包的出错率。

所有的定界符共用一个公共结构。一个定界符包括一个前导和帧控制信息。前导是一种扩频信号，用来提供良好的相关性，即使存在着较强的干扰而同时又对接收器和发送器之间的传递函数缺乏了解，也能保证每个接收器都能可靠地检测出定界符。前导后面是经过 Robust Turbo 乘积码编码过的帧控制信息，即使在低于基底噪声几分贝的情况下也能被准确地检测出来。

与定界符不同，数据包的有效数据部分只用于目标接收器。有效数据仅由收发双方在通道适应过程中预先约定的一组载波携带。

由于仅仅使用了位于通道传递函数中“好”的频段部分的载波，因此无须采用在对所有接收器进行传输时才需要的那种相当严格的纠错编码。对通道的适应和对单点传输有效数据编码的简化加在一起，使得 HomePlug 能够在电力线上取得高数据率。

通道适应包括三项选择自由：

- 不选择位于较差频段上的载波；
- 对各载波调变方式的选择（BPSK 或 DQPSK）；
- 对卷积码速率的选择（1/2 或 3/4）。

除了上述选项以外，有效数据还可采用 ROBO 模式进行发送。这是一种具有高



度鲁棒性的模式，它使用所有的载波，对其进行 DBPSK 调制，并采用带位重覆和交织的重纠错码。ROBO 模式不进行载波选择，因而可被所有接收器接收。这种模式用于在未执行过通道自适应作业的元件之间进行多点传送；或者在通道条件很差的情况下进行单点传送，此时与选择部分载波并使用纠错码的模式相比，ROBO 模式可提供更高的数据吞吐率。

在电力线上传输以太网数据帧时，MAC 要先对数据帧进行加密和其他操作。当一个子帧不能完整地容纳一个数据包时，需要先经过分段和重装机制处理。

MAC 层采用虚拟载波侦听（VCS）机制和竞争分辨协议来将冲突次数降到最低。收到一个前导序列后，接收器将尝试把帧控制恢复出来。

帧控制指示该定界符是否为帧起始定界符、帧结束定界符或响应定界符。帧起始定界符指出其后的有效数据的持续时间，而其他定界符则隐含定义了传输结束的位置。因此，如果一个接收器可在定界符中译出帧控制信息，则它可确定通道将被此次传输所占用的时间长度，然后将它的 VCS 设定为直到这一时间结束为止。

如果它不能将帧控制信息译出，则接收器必须假定传送的是一个最大长度的数据包，并据此相应设定 VCS。在这种情况下它有可能在随后接收到一个帧结束定界符从而得以修正其 VCS。

接收方常常通过在 MAC 层传送响应定界符来确认单点传送数据包。如果发送方未能收到确认信息，则发送方将假定是因冲突导致传输失败。如果接收方没有足够的资源来处理该帧的信息，发送方也可以选择发送 FAIL 信号；或者也可通过发送 NACK 信号来表示收到的数据包中存在无法通过前向纠错（FEC）来予以纠正的错误。

竞争分辨协议包括一个随机退出算法，以便将在通道繁忙时排队（或由于冲突而被重新传输）的帧的传输时间进行分散，同时也提供一个确保用户根据它们的优先级别来获得通道存取权的途径。

当某一节点完成传输时，其他有排队数据包需要传输的节点用信号示意它们的优先级。用于此目的的信号使用开关键控，即使同时还有多个用户示意不同的优先级，其设计也使得具有最高优先级的用户可被轻松检测到。

HomePlug 技术中的介质存取控制协议是著名的冲突载波侦听多路存取协议（CSMA/CA）的一种变体，它增加了几个特性以支持优先级分类，提供公平性，并允许延迟控制。采用 CSMA/CA 意味着物理层必须支持突发传送和接收，即每个客户只有在有数据需要发送时才使其发送，发送完毕后即关闭发送器并返回接收模式。

（2）时隙选择

如果正在排队的帧需要传送，在竞争分辨窗口中具有最高优先级的节点要选择一个时隙，如果在前一个时隙中没有其他节点开始传输，则它将发起一次传输作业。



每个节点都随机地选择自己的时隙，尽管尝试获得通道使用权的努力常常会失败。如果某一节点在先前的一个竞争分辨窗口中优先占用了一个时隙，则它将继续从停止的地方开始计算时隙，而非重新选择一个新的随机数值。这种做法提高了存取机制的公平性。

当某一节点想开始传输却未能识别来自另一节点的前导序列，或者竞争分辨窗口中最早被选择的时隙被一个以上的节点所选择时，便会产生冲突。前导序列设计的鲁棒性足以保证使其误码率降到很低，因而由此引起的冲突影响很小，第二种原因才是产生冲突的主要根源。

分割和重组用于提高公平性和可靠性，并用来减小延迟。MAC 也包含了一些特性，使得在没有较高优先级帧与其他节点排队时允许多个数据段以最小的延迟进行传输，它还提供了一种“无竞争存取”能力，此时对通道的存取可从一个节点传递到另一个节点。

一种常见的误解是：基于竞争的存取机制在理论上有可能导致无限制地延迟。实际上，在 HomePlug 的 MAC 层中，通过丢弃无法在应用服务要求的时间内传递的数据包这一措施，对延迟进行了限制。

据显示，采用这种方法时，丢弃的 HomePlug 数据包的比例很低，因而可为 VoIP 或媒体流等低延迟应用所接受。这个特征与优先级类别相结合，使得 HomePlug 非常适合于具有 QoS 要求的应用。

当客户首次加入一个逻辑网路时，通常要执行通道自适应作业，此后当出现作业超时或检测出通道传递函数的变化（变好或变差）时，也可能需要执行通道自适应作业。任何一个节点都可与它所在的逻辑网路上的任一其他节点发起一次通道自适应对话。这种自适应是一个双向的过程，它使得每一节点都向另一节点指出将在后续的有效数据传输中使用的载波、调制方式和 FEC 编码。

在 MAC 层中使用的 56 位元数据加密标准（DES）可保证隐私性。同一给定逻辑网路上的所有节点都共享一个公共的加密密钥。密钥管理系统的特点使其可向缺乏 I/O 能力的节点分发密钥。

3. HomePlug 1.0 数据吞吐性能

HomePlug 1.0 的数据吞吐量的性能依赖于各个层的吞吐量。这里以下面三个层的数据吞吐量作为参考：

- PHY 层的吞吐量：在一个长帧中传输的有效载荷数据的速率；
- MAC 层的吞吐量：在一个以太网数据帧中传输的数据（字节）速率；
- TPC 层的吞吐量：在 TCP 中传输的有效载荷数据的速率。



表 4.1 表示在不同调制和 FEC 方式下，物理层的最大吞吐量。这里假设 84 个子帧都被用来传输 OFDM 符号。

表 4.1 不同调制和 FEC 方式下物理层吞吐量

	调制	FEC	物理层吞吐量 (Mbps)
DQPSK 3/4	DQPSK	3/4 卷积码和 RS 码	13.78
DQPSK 1/2	DQPSK	1/2 卷积码和 RS 码	9.19
DBPSK 3/4	DBPSK	卷积码和 RS 码	4.59
ROBO	DBPSK	1/2 卷积码和 RS 码，且每比特重复 4 次	1.02

表 4.2 表示各个层的最大吞吐量（使用 DQPSK 3/4）。

表 4.2 各个层的最大吞吐量

	吞吐量 (Mbps)
物理层吞吐量	13.78
MAC 层吞吐量	8.2
TCP 层吞吐量	6.2

表 4.3 表示 HomePlug 和其他技术标准的吞吐量的对比。

表 4.3 HomePlug 和其他技术标准的吞吐量对比

	HomePlug	10Mbps 以太网	IEEE 802.11b	HomePNA (2 Baud)	HomePNA (4 Baud)
物理层	13.78	10	11	16	32
MAC 层	8.2	9.8	7.48	14.6	26.9

4. HomePlug 1.0 的不足

在家庭中安装 PLC 网络只需简单地将 HomePlug 适配器插入电源插座，然后把适配器与宽带 modem 或原来的网络路由器相连就可实现网络共享和 Internet 上网。在过去 5 年里，售出了数百万个 HomePlug 1.0 产品，这不仅证实了该技术可行，而且表现良好。目前 PLC 设备越来越多样化，如电力线机顶盒、家庭监控摄像头、数字媒体适配器和扬声器等，那些不支持 HomePlug 的产品可以利用适配器连入 HomePlug 网络。

但不可否认的是，电力线中存在很多噪声（干扰），这已对数据稳定传送和保持 QoS 带来了挑战。电力线在提供理想的性价比接入方法的同时，也采用了多载波正交频分复用来解决传输频带利用率和传输效果，但目前效果都不大。也正是未能克服这种噪声问题，HomePlug 1.0 标准的 PLC 数据率最高只能达到 14 Mbps。这让电力线上网在家庭中的普及度还远远不如具备同样效能的无线局域网（Wireless LAN）。

HomePlug 1.0 标准的 PLC 很容易受到其他电气的干扰，特别是在用电高峰时易出现信号波动。与 RJ45 双绞线相比，家用电力线上一般会接入很多电气设备，这些



设备插入或断开、开机或关闭电源，都可能导致电力线的电流和电压不断地变化，造成上网速度的减慢，如有时打开电视后会发现上网速度从 2 Mbps 一下子跌到 64 kbps，甚至更低，就如墙壁对无线信号的影响一样。

此外，电表（不同电表设备提供商的电表设备是不同的，易成为传输瓶颈或障碍）、泄漏（部分高频信号功率将以电磁波的形式辐射出去，干扰其他电气）和安全也在困扰着目前国内的 PLC 市场推广效果和用户满意度。这让与小灵通几乎同时期上市的电力线上网屡遭挫折，无论国内外，其市场推广效果都与预期相距甚远。

4.1.2 HomePlug AV 概述

为了解决 HomePlug 1.0 标准在 PLC 电力上网存在的问题，家庭插电联盟推出了 HomePlug AV 标准。

作为 HomePlug 1.0 标准的替代者，新一代技术 HomePlug AV 标准于 2005 年 8 月被论坛董事会通过并于同年 12 月向会员开放。

相比 HomePlug 1.0，HomePlug AV 不仅带宽更宽，而且稳定性也得到大幅的提升，未来通过大规模采用 HomePlug AV 将真正在家庭内部的电力线网络上构筑起高质量、多路媒体流、面向娱乐的网络，满足家庭数字多媒体传输与高速宽带上网的需要。

根据 HomePlug AV 标准，在实际应用中，数据的传输速度可达 70~100 Mbps。HomePlug AV 标准还对 QoS 技术进行了规定，以便它能确保 128 位的 AES 编码的视频和音频正常传输，而且其安全性远超过 HomePlug 1.0 所规定的 56 位的 DES 编码标准。HomePlug AV 技术能实现在同轴电缆、电话线，以及电力线上数据传输。

HPAV 的系统架构定义了两个平台：数据平台和控制平台。数据平台采用通用的分层方法，包括集中层（CL）和 MAC 层之间的 M1 接口，以及在 MAC 层和 PHY 之间的 PHY 接口。在控制层，和传统的分层不同，MAC 是单块的，图 4.3 显示的连接管理器（CM）是 MAC 的主要功能。控制平台所采用的方法提供了效率更高的处理技术以及更高的灵活性。虽然所有的基站都具有控制平台，但是在一个 HPAV 网络中有且只有一个中央控制程序实体是有效的。

在 H1（Host）接口之上的最高层实体（HLE）是为 H1 接口下边客户提供片外服务的一个桥（应用程序或服务器）。数据服务接入点（SAP）接收以太网格式数据包，所以所有基于协议 IP 的数据包都能被很容易地处理。

因为 HomePlug AV 前向兼容 HomePlug 1.0，因此，HomePlug AV 和 HomePlug 1.0 在物理层和 MAC 层具有主体上的共同之处。

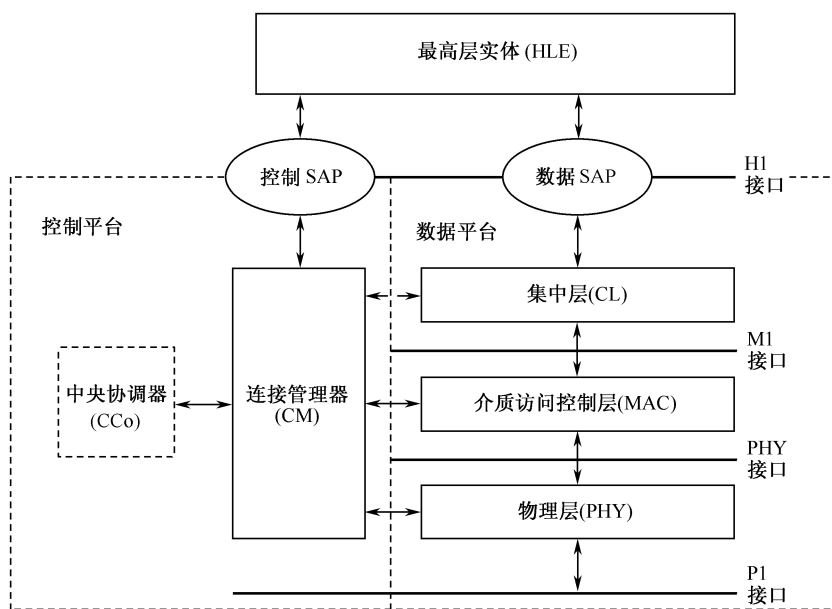


图 4.3 系统架构

1. HomePlug AV 物理层

HomePlug AV 的物理层采用加窗 OFDM 调制和 Turbo 卷积码 (TCC)，提高了其可靠性。加窗 OFDM 具有灵活的频谱加槽能力，可以保证在凹槽处有超过 30 dB 的衰减时也不会丢失凹槽以外重要的频谱，其物理层的工作频率在 2~28 MHz，具有 200 Mbps 的 PHY 信道速率和 150 Mbps 的信息速率，接近电力线信道的通信容量；前同步码可被 HomePlug 1.0 设备检测到，从而实现两者共存，但互操作是可选项。在去除美国无线电爱好者使用的频率后，采用 917 个可用子载波和灵活的保护间隔的长 OFDM 符号。调制密度从 BPSK（每子载波每符号包含 1 bit 信息）到 1 024-QAM（每子载波每符号包含 10 bit 信息），根据发射机和接收机之间的信道特性独立的应用到每个子载波。

图 4.4 所示为 HPAV 发射机和接收机的原理框图。在发射机一边，PHY 层接收来自媒体访问控制层（MAC）的输入。HPAV 数据、HPAV 控制信息和 HomePlug 1.0 控制信息都有独立的输入。HPAV 控制信息是由帧控制解码单元处理的，它包括一个嵌入式帧控制 FEC 单元和多个衬垫。HPAV 数据流通过扰码器，Turbo FEC 编码器和衬垫；三股数据流的输出进入通用的 OFDM 调制结构，包括映射器、IFFT 处理器、报头、循环前缀插入和限幅器；最后输出耦合到电力线上的模拟前端（AFE）发送出去。

在接收机一侧，模拟前端（AFE）和自动增益控制（AGC）、时间同步模块共同将数据传送到分离数据信息 and 数据恢复电路。HPAV 的帧控制信息通过对接收的数据



流进行 3 072 点的 FFT，然后通过帧控制解调器和帧控制解码器得到。如果存在 HomePlug 1.0 帧控制信息，可以通过 384 点的 FFT 得到。同时，数据流可以通过 3 072 点 FFT 运算，然后通过具有 SNR 估计的解调器、反映射、反衬垫、Turbo FEC 解码器和反扰码器恢复。

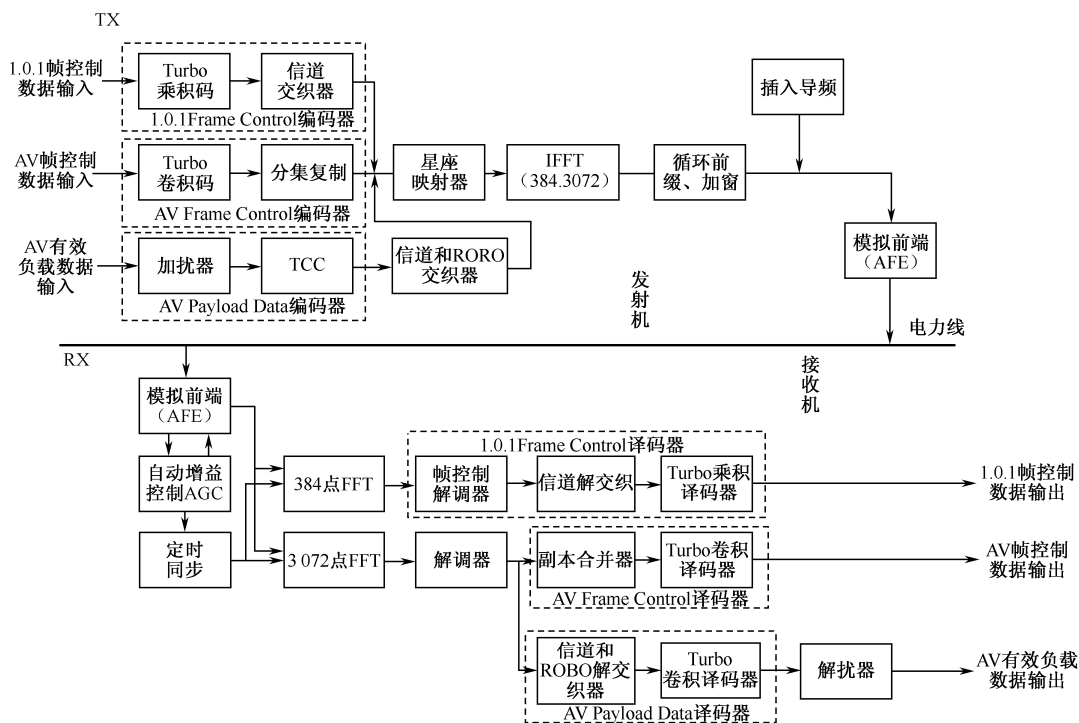


图 4.4 HPAV 发射机和接收机框图

HPAV 物理层采用的灵活频谱利用机制可以轻而易举地适应不同地区的不同网络和管理环境，甚至在已经使用的设备上。

2. HomePlug AV MAC 层

HPAV 采用面向连接的 CF 服务来支持苛刻的 AV 和 IP 应用的 QoS 要求（保证带宽、延迟和抖动符合要求），CF 服务基于周期性的时分多址（TDMA）分配的足够长的持续时间来支持连接的 QoS 要求。HPAV 也提供一个无连接的，立足于服务的优先级争用机制，来支持尽量满足的应用和依靠优先级的应用的 QoS。这个服务基于载波侦听多路访问/冲突避免（CSMA/CA）技术。

为了高效率地提供两种服务，HPAV 应用了一个灵活的中央管理架构。中央管理器叫做中央协调器（CCo）。CCo 建立信标周期和计划表来满足 CF 配置和时间分配的需要，如图 4.5 所示，一个信标周期分为 3 个域：



- 信标域；
- CSMA 域；
- CF 域。

CCo 在每个信标周期的开始广播一个信标，它是使用信标在一个信标周期内通知调度安排。信标是非常健壮和可靠的。信标上的调度表是持久不变的，比如 CCo 保证在很多个信标周期内不改变调度表。这就保证了连续性，即使有一些信标被错过了，CSMA 周期也是持续不变的。以便期望进行 CSMA 通信的站点在错过几个一些信标时也没有多大的影响。

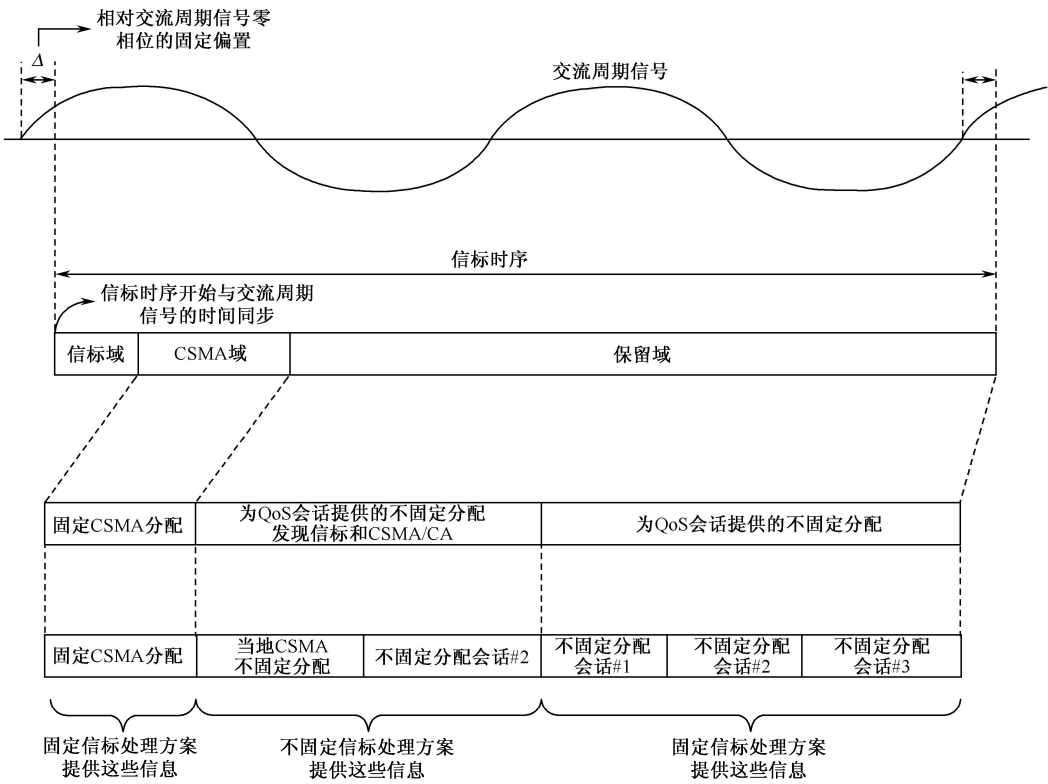


图 4.5 信标周期结构

MAC 层通过在信标周期上将各个域分开来提供争夺 CSMA 和 CF 服务。CCo 管理的 Persistent Contention Free (PCF) 域使 HPAV 提供了一个严格的满足更高层实体 (HLE) 的 QoS 要求的保证。一个 HLE 使用连接规范 (CSPEC) 来指定它的 QoS 要求。基站中的连接管理器 (CM) 评估 CSPEC 并且适当地将相关的要求通知给 CCo，要求 CCo 给一个合适的 CF 配置。CSPEC 中指定的 QoS 要求包括：

- 保证带宽；
- 固定延迟；
- 抖动控制。



如果 CCo 能够满足连接要求，它就会要求基站开始监听信道，并允许基站完成初始化信道评估，例如，建立一个每个 OFDM 符号的最佳调制方法的 TONE MAP。TONE MAP 是从接收机传输到发射机的。信道评估同样以简略的格式通知给 CCo，来帮助 CCo 决定应该给当时的连接分配多少时间。根据 CSPEC 和信道监听结果，CCo 给在 PCF 域内的连接提供一个或多个持续的时间分配方案——传输机会（TXOP）。

在 PCF 域也包含非持续性的配置分配的时间，它只是在当前的信标周期内是好的。倘若基站在信标周期的开始的时候监听到信标，就使用这些非持续的配置为需要它的连接提供额外的短期的带宽来满足它们的 QoS 要求。当这个时间不是用做非持续的 CF 配置，那么就可能用做 CSMA 通信。基站必须监听到信标，以便知道这个时间是否是 CSMA 通信的。

HPAV 的信息在基站之间是直接相互传送的，但必须处于 CCo 的监听之下。每个信息的报头规定了当前连接将要传输的数据总量，如果这个总量超过了规定，CCo 会在 PCF 域中为当前连接分配额外的非持续时间。

当没有 CSPEC 或者是历时很短的通信，持续的 CSMA 域将优先提供基于竞争的通信接入。当处于 HomePlug 1.0 共存（Coexistence）模式或“混合模式”时，AV 协调器可以兼容 HomePlug 1.0 设备并且允许其在 CSMA 周期中相互通信。

如图 4.5 所示，信标的周期和 AC 的循环周期是同步的。HPAV 可以提供稳定的周期分配。这样，可以通过提供较好的信道自适应来提升吞吐量。每个信标将存几个信标周期的长度（如持续性信标），这样即使基站偶尔丢失了信标，通信连接也不会中断。

（1）MAC 控制平台

MAC 层包含了集成的 CM。HLE 规定了 CSPEC（连接规范），其中详细描述了应用数据的 QoS 需求。在桥通信中，CSPEC 会动态地通过 ACS 或高层的 QoS 管理器生成，如果没有 CSPEC，则通信将被当做 CSMA 接入方式。

控制平面和应用层间通过无缝接口相连。MAC 层总是和 CCo 的时钟（CCo 包括一个信标的时间戳）保持严格同步的，这意味着整个 HPAV 网络共用一个公共网络时钟。

（2）MAC 数据平台

数据平台的作用是，确保连接到已给的连接上的 MSDN 在连接配置的时间内及时地传输到物理层，并区别不同的优先级。

在数据平台，MAC 从集中层接收 MAC 服务数据单元（MSDU），并把它们和报头、到达时间戳（ATS）及校验和一起打包建立一个 MAC 帧。然后把 MAC 帧按合



适的队列排列到 MAC 帧流中。MAC 层要在当前连接分配的时间内，确保相应的 MSDU 被正确地转发到物理层。为了达到这个目的，MAC 为连接数据、不同优先级的 CSMA 通信或不同优先级的控制信息各自分配单独的队列。

每个 MAC 帧流被分成 512 个 8 位的数据段，每个数据段都加密打包到连续的物理层数据块（PB）中。如图 4.6 所示，PB 被封包到 MPDU 并转发到物理层。在物理层进行前向纠错后，将 PPDU 发送到电力线上（具体细节查看 PHY 层介绍）。

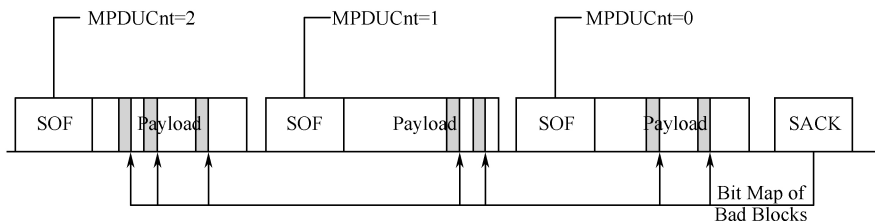


图 4.6 MAC 层帧结构图

（3）中央协调器（CCo）

每一个 CCo 控制一个 AV 逻辑网络（AVLN），每个 AVLN 由多个基站共用一个网络成员密钥（NMK）组成。NMK 可以为 AVLN 中的每个基站成员提供高级的接入权限，使每个基站成员可以在一个独立安全的环境中通信。

CCo 为 AVLN 提供带宽管理服务，当有新的请求发生时，CCo 决定是否允许新的连接建立，一旦连接成功建立，CCo 会为其在 PCF 域中分配通信时间。这些调度是通过信标完成的，信标包括：

- 当前的调度内容和信标的最小有效持续周期；
- 新的调度内容和其将要生效的信标周期。

当一个 AV 基站启动时，会首先监听介质。当基站发现有已经存在的 AVLN 时，会尝试加入；如果没有搜索到任何 AVLN 时，其会自动成立一个 CCo 并建立一个 AVLN，同时不断地向外广播信标等待其他基站的加入。这只是一个简单的描述，事实上 HPAV 考虑了多种情况，例如同时存在多个 AVLN、存在 HomePlug 或其他电力线网络等状况。

3. HomePlug AV 特点

HPAV 采用先进的 PHY 和 MAC 层技术使它能够为语音、视频、数据传输提供 200 Mbps 的电力线网络。其物理层采用的是具有高级前向纠错、通道预估和自适应能力的 OFDM 调制方式，可以在充满噪声的电力线信道上利用 200 Mbps 信道速率提供 150 Mbps 的信息速率；而在 MAC 层则综合使用具有 QoS 保证的 TDMA 有序接入和 CSMA 竞争接入两种方式，并通过快速自动重发请求（ARQ）实现可靠传

送。TDMA 接入提供的 QoS 保证，包括保留带宽、高可靠度和对延迟和抖动的严格控制。而 CSMA 接入提供了 4 个优先级水平。

- ① 中央协调程序 (CCo) 控制网络的行为，配置 CSMA 的时间和 TDMA 的调度。
- ② HomePlug AV 同时支持 TDMA 和 FDMA，即兼容时分多址和频分多址，以便兼容 BPL 宽带接入。
- ③ 前向兼容 HomePlug 1.0。
- ④ HomePlug AV 协议栈支持多种上层协议，如 802.3、IP 和 UPNP。

而且更为关键的是 HomePlug AV 含有先进的噪声处理技术，能够消除噪声。在实际测试中，即使电线陈旧，也没发现 HomePlug AV 的性能下降，而且 HomePlug AV 的算法在双绞线电话接线和同轴电缆上的表现同样出色。在同轴电缆上采用 HomePlug AV 技术可以获得与 MoCA 技术大致相同的性能。在测试中，HomePlug 联盟发现，HomePlug AV 在 80% 的电线插座中净数据率至少为 50~55 Mbps。当利用同轴电缆进行测试时，HomePlug AV 的数据率约为 110 Mbps。因为当初设计 HomePlug AV 的时候就是要保证它能在恶劣环境中正常运行，在同轴电缆上运行时性能更好。

4. HomePlug AV 同 HomePlug 1.0 比较

表 4.4 列出了从 HomePlug 1.0 演进到 HomePlug AV 的差异。

表 4.4 HomePlug 1.0 和 HomePlug AV 的差异

	HomePlug 1.0	HomePlug AV
速率	14 Mbps	200 Mbps
吞吐量峰值	8 Mbps	105 Mbps
典型的电力线吞吐量	4~6 Mbps	40~45 Mbps
典型的同轴电缆吞吐量	7~8 Mbps	80~90 Mbps
带宽	4~21 Mbps	2~30 Mbps
主机接口	MII,USB,Ethernet	MII,Ethernet,PCI
信道接入 (QoS)	CSMA/CA(4)	CSMA/CA(8)
Max Modulation	DQPSK	1 024-QAM

4.2 G.hn

4.2.1 G.hn 发展现状

在 2006 年 4 月深圳举办的会议上，由 Infineon 最先提出并且 Q4 问题组同意把 GPNT 的研究范围由电话线扩展到电话线、同轴电缆、电力线，从而形成了 G.hn 标准研究方向。其目的是制定下一代家庭网络统一的收发器 (Home Networking



Transceiver) MAC 层、PHY 层标准。传输介质包括电力线、电话线和同轴电缆, PHY 层将采用 OFDM 技术。

自 G.hn 立项以来,就得到了业内的广泛关注,并被 SG15 确立为重点项目。尽管 SG15/Q4 致力于尽快完成标准的制定,但由于相关标准化组织都试图将自己的技术推进到 ITU-T 标准中,因此 G.hn 的标准进展非常缓慢,大量的技术细节仍在讨论中。

在 2006 年 10 月日内瓦会议上,制定了基本目标:

- 《G.hn 需求、架构及传输方法的基本定义》要在 2007 年 6 月完成;
- G.hn 标准草案要在 2008 年 1 月的 SG15 会议上提交审批并通过。

经过 5 次现场会议讨论,已基本形成了针对《G.hn 需求、架构和数据传输方法》的 V1.0 版本草案。

后续还要开展完善的工作有:

- 进一步完善需求、架构及传输方法的定义;
- 对 MAC 层、PHY 层的具体实现进行详细的定义。

2007 年 6 月的 G.hn 草案只有 23 页,主要定义了架构和参考模型,其核心部分 MAC 层和 PHY 层规格尚未定义。

2008 年 12 月 12 日,世界标准组织表示,就 G.hn 已经达成一致。供应商可以参照该标准提供相应的网络硬件,实现家庭内部高清电视节目传输。G.hn 网络没有速度限制,它可以提供相当于目前无线网络技术吞吐量的 20 倍速率,也可以提供有线家庭网络的 3 倍速率。快速有线网络并不能取代 Wi-Fi, Wi-Fi 仍然是首选的网络技术,尤其是在访问 Web 和对视频质量要求不高的数据的情况下。

2009 年 10 月 9 日,ITU-T 第 15 研究组批准了 G.hn 标准的物理层和架构组件。数据链路层仍需要批准。ITU-T 针对通过缆线、电话线和同轴电缆进行高速传输的国际新标准达成了一致。现在被正式命名为 G.9960,消除了目前有线网络产业的割据局面,并推动晶片制造商全力开发可交互作业的产品。根据 ITU-T 的官方声明, G.hn/G.9960 将提供“最高相当于现有无线技术 20 倍、现有有线技术 3 倍的输送量”, ITU 已在 2010 年 5 月批准。

技术深入:

G.hn 小组已经选择了分散式傅里叶转化架构实现的正交频分复用 (OFDM) 作为调制方案,并采用了参数化和优先分级的 QoS 方案。该小组还未能定义出新方案可支持的频段数量,以及针对不同传输媒介所采用的频率。电力线和 HPNA 通常工作在 50 MHz 以下,但许多采用同轴电缆连接的有线电视和卫星电视网络则执行于 860~2 159 MHz。

G.hn 的目标是定义一个通用的收发器标准,采用统一的 MAC 层和不同的 PHY 层,以适应于电力线、双绞线和同轴电缆等各种传输媒质,其中每一种媒质所连接的节点构成一个域,域间采用网桥连接。G.hn 的体系结构和参考模型如图 4.7 所示,采

用主从方式，主节点一般是集成在家庭网关（Residential Gateway，RG）上，可通过上行 xDSL 或 PON 接口与外界的通信网相连，完成家庭网络内部其他设备与通信网之间的信息交互，同时也可以完成内部设备之间的信息交互。

4.2.2 G.hn 家庭网络拓扑结构

家庭网络结构（如图 4.7 所示）包含一个或多个域。内部域间相连的网桥，以及家庭网络外部域间的网桥（如 Wi-Fi、以太网、USB），或者连接到外部网络接口的网桥（如 DSL、PON、电缆线）。全局控制功能（Global Master function）实现了不同家庭网络域之间的协调（如信道资源、优先权设定、域控制策略），以及转换由远程控制系统初始化的控制函数为支持宽带接入。与外部域相连的网桥在 G.hn 的标准规定之外，通常通过家庭网关的一部分实现自己的功效。

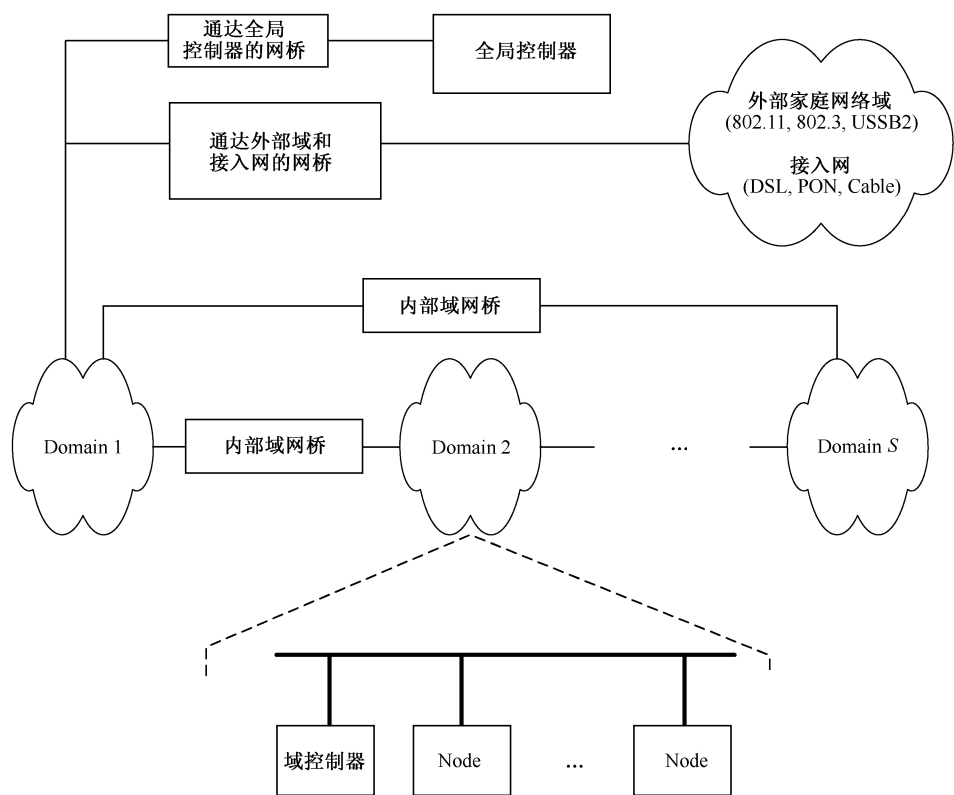


图 4.7 G.hn 结构参考模型

域可能包含以下类型的节点：规则节点、中继节点、域控制器以及 DAP。域控制器的功能是用于分配与协调这个域内所有节点的资源（带宽和优先权）。每个域之中只能有且必须有一个工作的域控制器。如果在一个域控制器不能工作时，在 TBD



部分定义的一个域选择程序将重新分配一个域控制器。在物理层可以直接进行通信的同一家庭网络中的节点将被分配到同一个域之中。

同一家庭网络中不同的域应用以下三种不同的操作模式：对等模式（PM）、集中模式（CM）及统一模式（UM）。

① 对等模式的结构如图 4.8 所示。在两个通信节点采用 PM 信号传输时，发送到外域的数据包被发送至连接内部网桥的节点上（图 4.8 中节点 C）。

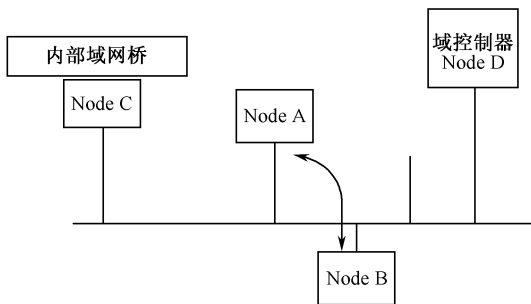


图 4.8 对等模式的结构

② 集中模式的结构如图 4.9 所示。在 CM 模式下，域内的任意两个节点均可以通过 DAP 互相通信。DAP 接收域内各个节点发送的信息，然后发送这些信息到目标节点。发送到域外的数据包信息被 DAP 发送至用做内部网桥的节点上（图 4.9 中节点 C）。通常情况下，DAP 同时也用做域控制器。

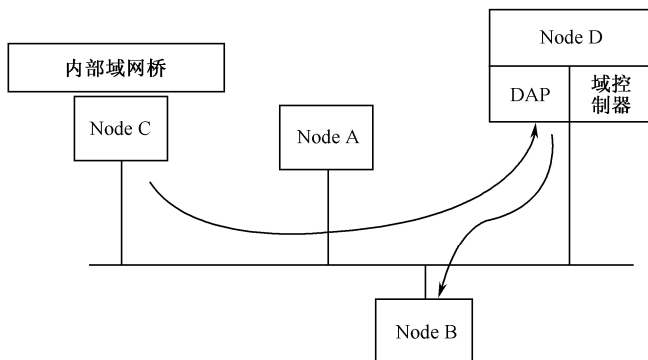


图 4.9 集中模式的结构

③ 统一模式的结构如图 4.10 所示。在 UM 模式中，一个隐藏节点通常通过一个中级节点和其他节点进行通信，如图 4.10 所示。同一域内的两个节点（节点 C 和节点 H）通过节点 A 相互通信，两个节点均被域控制节点（节点 D）控制并且可以和其他所有的节点直接通信。发送至外域的数据包被发送至连接域间网桥的节点上（节点 C）。

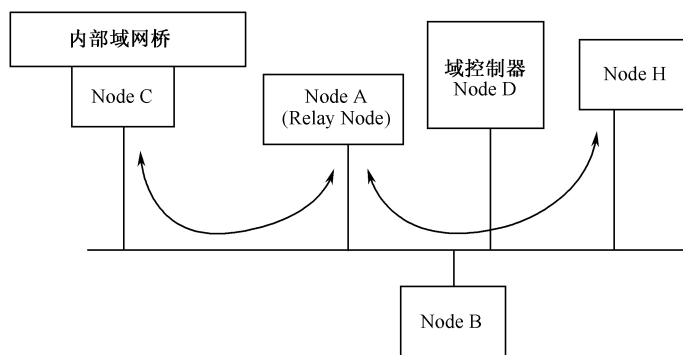


图 4.10 包含隐藏节点的统一模式

4.2.3 G.hn 家庭网络参考模型

1. G.hn 家庭网络接收机协议参考模型

家庭网络结构的协议参考模型如图 4.11 所示，包含以下主要三点：应用接口（A-interface）、媒体独立接口（MII），以及媒介独立接口（MDI）。在数据链路层定义了两个过渡参考点，X1 接口和 X2 接口。在物理层定义了另外两个过渡参考点， α/β 接口和 δ 接口。

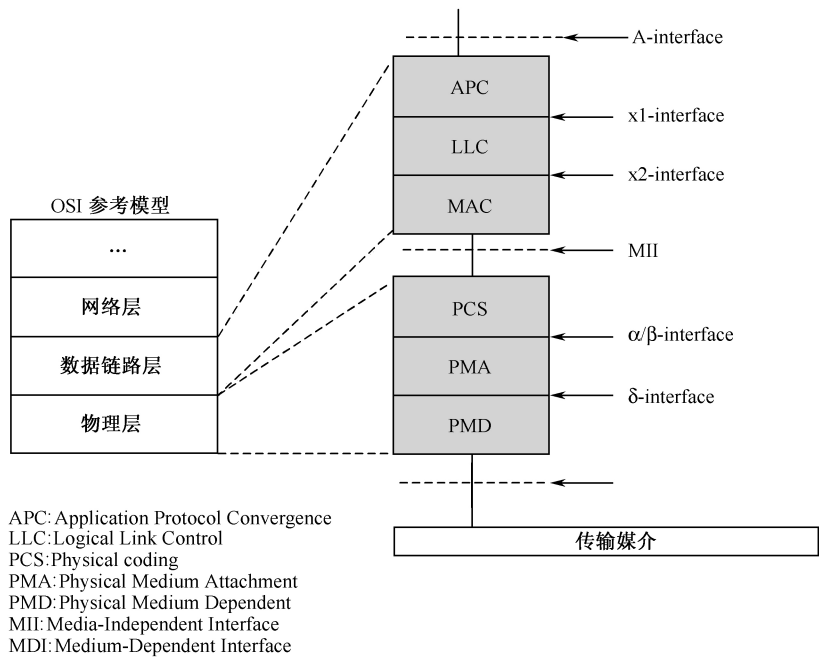


图 4.11 家庭网络结构的协议参考模型

其中，MDI 是定义在通过一种特殊媒介和连接到媒介上的物理连接传输的物理信



号的物理接口；MII 是一种媒介与应用均独立的接口，就其功能和逻辑信号而言，它被定义为一种功能接口。A-interface 接口明确用户应用协议（如以太网、IP）。

2. G.hn 家庭网络接收机功能模型

图 4.12 所示为家庭网络接收机功能模型。这种模型包含有一个常规节点，一个控制节点和一个中继节点（包括 DAP），这些节点通过 MAC，LLC，以及其上层功能来区分。

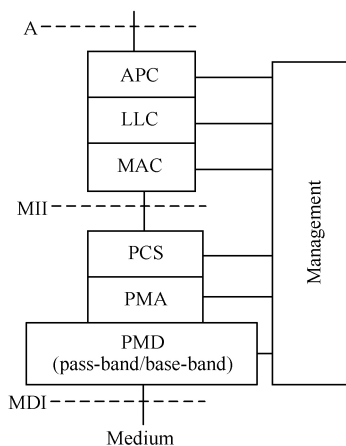


图 4.12 家庭网络接收机功能模型

PMD 功能依赖于接收机操作的媒介，这种操作可以分为基带或通带操作。PCS 提供 MAC 层和 PHY 层之间的速率匹配的功能（数据流控制），并且包括将 MAC 层帧传输到 PHY 层。PHY 层帧进一步在 PMA 进行编码以满足与 PMD 的匹配。PCS 和 PMA 对任意媒介在功能上是一致的，但是其参数是根据媒介具体确定的。经过适当的参数设置，任意家庭网络节点都可以经过定义后在无论宽带还是通带的模式下进行工作。

4.3 其他标准

4.3.1 IEEE P1901

2005 年 7 月，电气和电子工程师协会（IEEE）成立 P1901 工作组，其中的重要成员包括：SHARP、Intel 等组成的 HomePlug Powerline Alliance、EUPA 和日本的 CEPCA（Consumer Electronics Powerline Communication Alliance）。该工作组主要负责电力线宽带接入的 MAC /PHY 部分标准，致力于统一电力线宽带通信的技术标准。



内容涵盖电力线宽带通信的室内连网和室外宽带接入，以及两者的互操作性三部分。

IEEE P1901 标准是唯一一项发布智能电网需求的 PLC 标准，它的制定能满足能源公司输入和智能电网操作的需求。

IEEE P1901 标准的初始版本基于快速傅里叶 (FFT) 变换和离散小波变换正交频分复用 (Wavelet OFDM) 调制机制，计划借助 BPL 设备通过交流供电线提供超过 100 Mbps 的带宽，还提供了与以太网、Wi-Fi 等其他通信媒介的无缝集成。

2007 年 IEEE P1901 工作组的成员建议将国际电信联盟 (International Telecom Union, ITU) 的 G.hn 标准加入 IEEE P1901 标准中去；2008 年 12 月通过了电力线宽带通信的物理层 (PHY) 和介质访问控制层 (MAC) 的技术标准提案。提案包括三个可选项：基于 HomePlug 电力线联盟的 HomePlug AV 技术、基于松下公司的 HD-PLC 技术和 ITU 的 G.hn 的物理层规范。但经 2009 年 10 月在波士顿召开的 IEEE 工作会议讨论后，IEEE 组织最终否决了这个方案，这样基于 G.hn 标准的物理层 (PHY) 与介质访问控制层 (MAC) 协议部分被从 IEEE P1901 草案中删除。

G.hn 标准采用单一的物理层规范，允许网络信号在主干线路、电话线以及同轴电缆上进行传输。相比之下，P1901 规范则包含两种不同的物理层规范，能更好地适应 IEEE 组织成员的各种要求。其中一种物理层规范使用基于 FFT (快速傅里叶变换) 的模型，这种物理层模型可与现有的 HomePlug 标准兼容。另一种则加入了松下的小波压缩 (Wavelet Compression) 技术，这种物理层规范虽然不能与 HomePlug 兼容，但是在数据传输速度方面则更有优势。

2010 年 1 月，P1901 再次定义高速电力线通信设备的标准，即电力线宽带 (BPL) 设备的标准。该标准使用的传输频率低于 100 MHz。这个标准是由可用的电力线宽带设备，包括为 first-mile/last-mile 连接使用宽带服务，以及在建筑物中采用电力线宽带局域网设备、智能能源应用、运输平台 (车辆) 应用等。该标准的重点是电力线通信通道均衡和电力线宽带设备的有效使用，确定不同的共存和电力线宽带设备的互操作性的详细机制，并确保所需的带宽和服务质量。该标准解决了必要的安全问题，以确保用户之间的通信，并允许对敏感的隐私方面使用安全的电力线宽带服务。

4.3.2 HomePlug BPL 与 HomePlug C&C

HomePlug 为了支持智能家庭、家庭自动化等应用，在原有电源线上设计了一套低速的感测、监控用的网络，此技术称为 HomePlug C&C (Command & CONTROL)。此外，HomePlug 技术还能够实现家庭与外网连接，直接使用电力线路接入 Internet，实施宽带连网的应用，此技术称为 HomePlug BPL (Broadband Power Line)，它利用现有交流配电网的中、低压电力线路，传输和接入因特网的宽带数据业务。



HomePlug BPL 与 HomePlug C&C 一样,都是已经存在的 HomePlug1.0 的衍生标准。

HomePlug BPL 的主要特点包括:

- 基于 HomePlug AV 技术的 200 Mbps 物理层;
- 在高噪声的电力线信道上进行接近物理层极限容量的可靠通信;
- 具有交流电工频同步功能的 TDMA 和 CSMA 高效的 MAC 层协议;
- 服务质量 (QoS) 保障;
- 支持多种网络部署结构;
- 高级网络管理功能,支持即插即用,可由用户或服务提供商安装和配置网络;
- 在 HomePlug AV 中为实现同 BPL 有效协同的“相邻网络”设计;
- 基于 128 位 AES 的严格安全保障;
- 共存模式支持多个户内网络和接入网络间实现高效的带宽共享;
- 同 HomePlug 1.0 共存,两者互通可选。

HomePlug BPL 的应用分为以电力公司为主的服务和以用户为主的服务。以电力公司为主的服务,如远程抄表、负荷控制、服务的远程启动/停止、窃电检测、动态和汇总数据分析、电能质量监测、安全监视、停电通知、设备监视、配网自动化、分布式发电的监控等;以用户为主的服务包括有因特网宽带接入、VoIP、视频传输、安全服务、家庭病毒防御、远程网络管理和故障诊断等。

HomePlug C&C 的主要特点包括:

(1) 物理层

物理层采用 DCSK 调制 (Differential Code Shift Keying),同时满足 FCC (Federal Communications Commission, 美国联邦通信委员会)、ARIB (Association of Radio Industries and Businesses, 日本无线工业及商贸联合会) 以及 CENELEC (欧洲电工标准化委员会的法文名缩写) 的要求。

物理层采用 CRC-16 有效载荷,并使用 FEC (Forward Error-Correction) 保证附加可靠性。

(2) MAC 层

高达 1 023 个逻辑网络 (每个网络拥有 2 047 个节点),有可选安全级的单播和广播数据传输,自适应速率控制,采用自适应后退算法的 CSMA/CA,长数据包分裂和重组,高达四个优先级的 QoS。

(3) 网络层

支持接入网和户内网络的数据服务、管理服务,例如创建逻辑网络,自动选路和寻址,安全性,基于成本,合作,安装或者路由选择的调节器配置。



(4) 主机层

实现户内网和降低应用需求的服务管理，使用设备配置和接口以降低每层的服务，先进的首尾相连的通信服务。

4.3.3 HD-PLC

HD-PLC 是松下电器产业株式会社提出的高速电力线通信方式，HD-PLC 联盟于 2007 年 9 月 25 日成立。

HD-PLC 联盟的任务是通过倡导一种 PLC 技术（HD-PLC）来营造一个通用网络世界。HD-PLC 是一种新的 PLC 技术，它用以前只传输电能的电力线来传输数字信息。现存的家庭电缆就可以创建家庭网络，而无须外加的结构。

HD-PLC 有以下特点：

- 采用高频带利用率的 Wavelet OFDM（离散小波变换正交频分复用）调制方法，理论上最大数据传输速率可高达 210 Mbps，它无须外加电路就能具有灵活的陷波滤波器特征；
- 采用新的信道估计技术，这种信道估计技术使得每个子载波数据量达到最大，根据信噪比，使得数据传输速率达最大值；
- 采用强大的加密技术，在 5 s 内通过按按钮就能完成 HD-PLC 的网络鉴定和强大的加密技术（128 bit 的 AES）；
- 方便的功能用来估量传输速率，通过这项功能，用户可以轻易获得通信状态，当用户按下终端的建立按钮后，就可以在终端的 LED 显示单元上看到数据传输速率。

HD-PLC 的优点：简单的安全设置，无须使用 PC；有数据速率测量功能；低功耗。

HD-PLC 联盟力图通过电力线宽带网络技术直接将家中的普通电源线转变为宽带网线，从而提供通过普通电源插座的便捷上网选择。设定简单、即插即用以及高速稳定的传输质量，彻底解决一般有线局域网配置线路的麻烦，以及无线局域网因房屋格局、距离、地形等因素所造成的损耗，同时保证传输质量的稳定性和安全性。

4.3.4 PRIME

Iberdrola 公司于 2006 年开始研究智能电网下的先进仪表管理系统（Advanced Meter Management, AMM），AMM 的推出将导致这样的现象：在不同的功能下，AMM 将会导致不均衡的计量测试结构。因此，它就需要制定一定程度的标准



化和电表间的互操作性。在功能复杂度上升时，需要更快的传输速度。它所发出的联合倡议就是 PRIME, PRIME 是一个开发、版税和专利自由的标准演进计划, PRIME 已经在进行大规模的试点，目前正处于部署阶段。

2006 年，欧洲已经开始决议支持智能计量系统，如远程管理的个人计量仪器，因此 PRIME 旨在规范物理层和 MAC 层，使得统一高速的智能仪器电表市场。

对于 PRIME 的物理层，它工作于 CENELCE 的 A 段带宽：42~89 kHz，规定共有 96 个子载波，使用 BPSK、QPSK、8PSK 其中一种调制方式，使用卷积码，速率如表 4.5 所示；同时面向未来，解决如何避免无线网络的干扰等问题。

表 4.5 BPSK、QPSK、8PSK 速率

	BPSK	QPSK	8PSK
Coding On	21.4 kbps	42.9 kbps	64.3 kbps
Coding Off	42.9 kbps	85.7 kbps	128.6 kbps

对于 PRIME 的 MAC 层，涉及具体解决方案，用来确定子网、不同类型的节点、管理链接及执行多播和广播。系统中，通信节点需要进行链接，这些链接有不同的范围，包括本地链接和全局链接。信道接入方案采用 CSMA/CA。时间被分割成固定大小的帧，通信网络能根据信道条件进行自我配置。定期传输信号，使得终端节点与网络保持同步。此外，自动重复请求（Automatic Repeat Request, ARQ）也在系统中成功实现。

思 考 题

1. 关注 G.hn 的最新动态。
2. 谈谈你对目前电力线通信标准不一的看法，对临时性的标准共存机制有什么建议？
3. 我国在制定电力线通信标准时可能存在的问题有哪些？

第5章 电力通信及通信系统的调制方案



开始吧

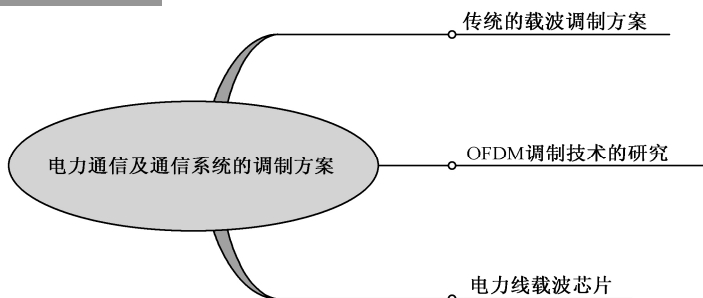
前言

对于一个给定通信系统调制技术的选择，很大程度上依赖于它所传输的媒介的本质和特性。电力线信道展示了对通信信号传输的不友善性，比如噪声、多径和强信道选择性。因此，除了降低成本外，应用到 PLC 系统上的调制技术必须能够克服这些信道缺陷。例如，信道的非线性特性使得解调非常复杂，成本昂贵。因此，PLC 调制必须解决这个问题，降低用于处理复杂度的均衡开销。电网的阻抗不匹配会导致回波信号，从而造成延时，进而构成调制技术克服多径的另一个挑战。正是因为如此，所选定的调制方式就必须具备使用或避免使用某些制定的频率的高灵活性的能力，从而避开那些严重受干扰或已分配给其他服务而不能被使用的频段。



怎么回事？

本章概要



学海聆听

读书之法，在循序而渐进，熟读而精思。



5.1 传统的载波调制方案

5.1.1 ASK

ASK 是指振幅键控方式, 这种调制方式根据信号的不同来调节正弦波的幅度。

振度键控可以通过乘法器和开关电路来实现。载波在数字信号 1 或 0 的控制下通或断, 在信号为 1 时载波接通, 此时传输信道上有载波出现; 在信号为 0 时载波关断, 此时传输信道上无载波传送。那么在接收端就可以根据载波的有无还原出数字信号的 1 和 0。二进制振度键控信号的频带宽度为二进制基带信号宽度的 2 倍。

ASK 的载波幅度是随着调制信号而变化的, 其最简单的形式是, 载波在二进制调制信号控制下通和断, 此时又可称为开关键控法。多电平 MASK 调制方式是一种比较高效的传输方式, 但由于它的抗噪声能力较差, 尤其是抗衰落的能力不强, 因而一般只适宜在恒参信道下采用。现在以二进制振幅键控为例, 对 ASK 进行简单的说明。

最简单的二进制键控方式称为通-断键控 (On Off Keying, OOK), 其表达式为

$$e_{\text{OOK}} = \begin{cases} A \cos \omega_c t, & \text{以概率 } P \text{ 发送 } 1 \\ 0, & \text{以概率 } 1-P \text{ 发送 } 0 \end{cases} \quad (5-1)$$

载波在二进制基带信号 $s(t)$ 控制下通-断变化, 所以这种键控又称为通-断键控。在 OOK 中, 某一种符号 (0 或 1) 用有无电压来表示。

$$e_{2\text{ASK}}(t) = s(t) \cos \omega_c t \quad (5-2)$$

式中

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s) \quad (5-3)$$

式中, T_s 为码元持续时间; $g(t)$ 为持续时间为 T_s 的几个脉冲波形。为了简便起见, 通常假设 $g(t)$ 是高度为 1、宽度等于 T_s 的矩形脉冲; a_n 是第 n 个符号的电平取值。若

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{概率为 } P \\ 0, & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$$

则相应的 2ASK 信号就是 OOK 信号。

2ASK/OOK 信号的产生方法通常有两种: 模拟调制法 (乘法器) 和键控法。与 AM 信号的解调方法一样, 2ASK/OOK 信号也有两种基本的解调方法: 非相干解调 (包络检波法) 和相干解调 (同步检测法)。与模拟信号的接收系统相比, 这里增加了一个“抽样判决器”方框, 这对于提高数字信号的接收性能是必要的。



5.1.2 PSK

PSK (Phase-Shift Keying): 相移键控, 是一种使用很广的调制技术, 发送信息包含在载波相位中。

对于某些调制解调器中用于数据传输的调制系统, 在最简单的方式中, 二进制调制信号产生 0° 和 180° 的偏转, 用载波相位来表示信号占和空或者二进制 1 和 0。对于有线线路上较高的数据传输速率, 可能发生 4 个或 8 个不同的相移, 系统要求在接收机上有精确和稳定的参考相位来分辨所使用的各种相位。利用不同的连续相移键控, 这个参考相位被按照相位改变而进行的编码数据所取代, 并且通过将相位与前面的位进行比较来检测。

PSK 相移键控调制技术在数据传输中, 尤其是在中速和中高速的数传机 (2 400~4 800 bps) 中得到了广泛的应用。相移键控有很好的抗干扰性, 在有衰落的信道中也能获得很好的效果。在实际应用中还有八相及十六相调。下面以 2PSK 为例, 对此进行说明。

2PSK 信号的时域表达式为

$$e_{2\text{PSK}}(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_n) \quad (5-4)$$

式中, φ_n 表示第 n 个符号的绝对相位, 有

$$\varphi_n = \begin{cases} 0, & \text{发送 0} \\ 1, & \text{发送 1} \end{cases}$$

因此, 式 (5-4) 可以改写为

$$e_{2\text{PSK}} = \begin{cases} A \cos \omega_c t, & \text{以概率 } P \\ -A \cos \omega_c t, & \text{以概率 } 1-P \end{cases} \quad (5-5)$$

由于表示信号的两种码元的波形相同, 极性相反, 故 2PSK 信号一般可以表述为一个双极性全占空比矩形脉冲序列与一个正弦载波相乘, 即

$$e_{2\text{PSK}}(t) = s(t) \cos(\omega_c t) \quad (5-6)$$

式中

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s) \quad (5-7)$$

式中, $g(t)$ 是脉宽为 T_s 的单个矩形脉冲, 而 a_n 的统计特性为

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{概率为 } P \\ -1, & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$$

即发送二进制符号“0”时 (a_n 取 +1), $e_{2\text{PSK}}(t)$ 取 0 相位; 发送二进制符号“1”时 (a_n 取 -1), $e_{2\text{PSK}}(t)$ 取 π 相位。这种以载波的不同相位直接去表示相应二进制数字信号的



调制方式，称为二进制绝对相移方式。

与 2ASK 信号的产生方法相比较，只是对 $s(t)$ 的要求不同，在 2ASK 中 $s(t)$ 是单极性的，在 2PSK 中 $s(t)$ 是双极性的基带信号。

2PSK 信号的解调通常采用相干解调法。在相干解调中，如何得到与接收的 2PSK 信号同频同相的相干载波是个关键问题。

5.1.3 FSK

FSK (Frequency-Shift Keying): 频移键控，就是用数字信号去调制载波的频率。是信息传输中使用得较早的一种调制方式，它的主要优点是：实现起来较容易，抗噪声与抗衰减的性能较好。在中低速数据传输中得到了广泛的应用。

FSK 是利用基带数字信号离散取值特点去键控载波频率以传递信息的一种数字调制技术。

最常见的是用两个频率承载二进制 1 和 0 的双频 FSK 系统。下面以 2FSK 为例进行说明。

在 2FSK 中，载波的频率虽二进制基带信号在 f_1 和 f_2 两个频率点间变化，故其表达式为

$$e_{2\text{FSK}} = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_n), & \text{发送 1} \\ A \cos(\omega_2 t + \theta_n), & \text{发送 0} \end{cases} \quad (5-8)$$

2FSK 信号的时域表达式又可写成

$$e_{2\text{FSK}} = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_1 t + \varphi_n) + \left[\sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_2 t + \theta_n) \quad (5-9)$$

式中， $g(t)$ 为单个矩形脉冲，脉宽为 T_s 。

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{概率为 } P \\ 0, & \text{概率为 } 1 - P \end{cases}$$

\bar{a}_n 是 a_n 的反码，若 $a_n=1$ ，则 $\bar{a}_n=0$ ；若 $a_n=0$ ，则 $\bar{a}_n=1$ ，于是

$$\bar{a}_n = \begin{cases} 1 & \text{概率为 } 1 - P \\ 0 & \text{概率为 } P \end{cases}$$

φ_n 和 θ_n 分别是第 n 个信号码元 (1 或 0) 的初始相位。在移频键控中， φ_n 和 θ_n 不携带信息，通常可令 φ_n 和 θ_n 为零。因此 2FSK 信号的表达式可简化为

$$e_{2\text{FSK}} = s_1(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_n) + s_2(t) \cos(\omega_2 t + \theta_n) \quad (5-10)$$



式中

$$s_1(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s) \quad (5-11)$$

$$s_2(t) = \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \quad (5-12)$$

2FSK 信号的产生方法主要有两种：一种可以采用模拟调频电路实现；另一种可以采用键控法来实现，即在二进制基带矩形脉冲序列的控制下通过开关电路对两个不同的独立频率源进行选通，使其在每个码元 T_s 期间输出 f_1 或 f_2 两个载波之一。两种方法产生 2FSK 信号的差异在于：由调频发产生的 2FSK 信号在相邻码元之间的相位是连续变化的；而键控法产生的则是不连续的。

2FSK 的解调方法可以采用非相干解调（包络检波）和相干解调。这里抽样判决是直接比较两路信号抽样值的大小，可以不专门设置门限。

技术上的 FSK 有两个分类，非相干 FSK 和相干 FSK。对于非相干 FSK，瞬时频率之间的转移是完全分立的，分别命名为马克和空间频率。在另一方面，在相干频移键控或二进制的 FSK，输出信号的相位是连续变化的。

在数字化时代，信号的调制是通过计算机进行的，计算机将二进制数据转换为 FSK 信号用来传输；接收端接收传入的 FSK 信号，并将其解调为相应的计算机可以理解的数字信号。

虽然频移键控出现在一个世纪以前，但它仍然可以适应当代数字技术的发展，并继续为那些需要通过计算机，电缆，或电线传输数据的技术提供服务。毫无疑问，FSK 是一种高效和可靠的调制技术。

5.1.4 三种调制方案的简单比较

FSK：调频方式。比如说中心频率为 800 MHz，那么 700 MHz 就表示数据 0，而 900 MHz 则表示数据 1，这样即使存在干扰源也不会使数据错误。但是如果干扰源是固定的且与中心频率相差不大，这个对 FSK 是致命的。所以现在的通信技术（如蓝牙等）都使用跳频方式，3G 手机用的是 BPSK、QAM 等更高级的方式，这样就算是同频干扰也不怕了。

ASK：调幅键控，就像是模拟信号一样。只要在中心频率出现一个干扰，那么就是一个误码，这个是很容易理解的。

PSK：相移键控。理论上对辅载波 PSK 与 FSK 具有相同的抗干扰能力，不过当干扰源与中心频率存在某种关系时，例如干扰与中心波率是成倍关系或与接收器的中频存在成倍或相减相加后与中心频有一定的关系，这会在接收器产生一个误码。



5.2 OFDM 调制技术的研究

OFDM 技术是一种特殊形式的多载波调制。与 BPSK 和 QPSK 相比, OFDM 具有传输的符号持续时间长、带宽窄的特性。如果符号的持续时间小于或等于最大延迟扩展, 与其他的调制一样, OFDM 也会出现符号间干扰 (ISI)。通常, OFDM 系统使每个子载波为经历频率平坦衰落且足够地窄。这就允许子载波能够在一个频率有选择性但时不变的信道上保持正交。如果一个 OFDM 调制符号被传输在这样一个信道上, 每个子载波经历一个不同的衰减。通过对数据流编码, 在衰减的子载波发生的错误可以通过正常接收端的前向纠错 (FEC) 来进行探测和纠正。

除了被频率选择的健壮性, 众所周知, 信道的任何时变特性对系统的行为都有诸多的限制。时变性大大损伤了子载波的正交性, 在这种情况下, 就会产生子载波干扰 (ICI)。通过在 N 个子载波上传输信息, 一个 OFDM 符号的持续时间相当于在单个子载波上传输相同信息的 N 倍长。相应地, 线性时间分散信道所引入的 ISI 影响被最小化了。尽管如此, 为了完全消除 ISI, 一个长于信道脉冲响应的保护间隔被插入。而且, 为了消除 ICI, 保护间隔应当被循环扩展。也就是说, 在线性分散信道, 一个合适的保护间隔可以避免 ISI 而不是 ICI, 除非保护间隔被循环扩展, 这就是 CP。虽然 CP 的引入减小了在线性分散信道中的 ISI 和 ICI 的影响, 但它同时引入了信噪比的损失 (SNR), 计算公式为

$$\text{SNR}_{\text{loss}}(\text{dB}) = 10 \lg \frac{T}{T - T_{\text{CP}}} \quad (5-13)$$

5.2.1 OFDM 基本原理

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 可以看做一种调制技术或复用技术, 是由并行传输体制发展而来的。从原理上讲, 它是一种特殊的多载波传输方案, 单个用户的数据流串/并变换为多路的低速率并行数据流, 每个码流都用一个载波发送。与普通的多载波传输方式不同, OFDM 的子载波之间是相互正交的。多载波传输和低速码流增强了 OFDM 抗频率选择性衰落和抗窄带干扰的能力。在单载波系统中, 单个衰落或者干扰可能导致整条链路不可用。但在多载波系统中, 只会有一小部分载波受到影响, 这样即使在高信道误码的环境下, 通过使用纠错编码技术, 也可以帮助恢复一些信道条件较差的载波上的信息, 从而使整个多载波系统的性能在频率选择性衰落环境中呈现较好的健壮性。图 5.1 是 OFDM 的原理简图。

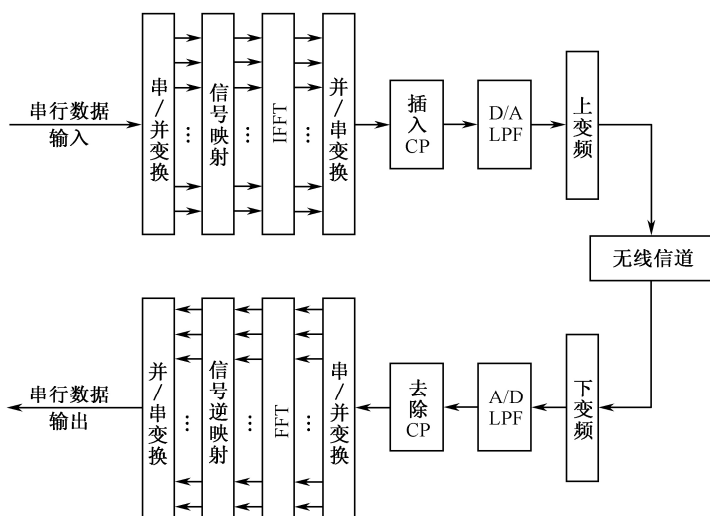


图 5.1 OFDM 原理简图

5.2.2 多载波调制和 FFT

OFDM 是一种多载波传输技术。设 $f_k (k=1,2,\dots,N)$ 为 N 个子载波频率, 则一般的多载波已调信号在第 i 个码元间隔内可以表示成

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k,t) \exp(j2\pi f_k t) \quad (5-14)$$

式中, $X_i(k,t)$ 是信号在第 i 个码元间隔内所携带的信息, 它决定了信号的幅度和相位, 一般情况下 $X_i(k,t)$ 是只与码元标号有关的复常数, 携带了要传输的信息; 例如, 若第 k 个子载波采用 QPSK 调制时, 设采用 $\pi/4$ 方式的星座, 当第 i 个码元为 00 时, 根据码元和星座的映射关系可以知道, $X_i(k,t) = \frac{\sqrt{2}}{2}(1+j)$ 。为叙述方便, 在只需研究一个多载波信号码元的时候, 常常省略码元标号 i ; 而当子载波采用普通 (没有采用波形形成) 的 QAM 或 MPSK 调制时, 与时间无关, 从而可简写成 $X_i(k)$, 按照上述的约定, 式 (5-14) 可以写成

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) \exp(j2\pi f_k t) \quad (5-15)$$

我们希望这种多载波传输方式的频谱利用率要高, 即子载波间隔要尽可能小, 还希望系统实现简单。

经过细致的分析可以发现, 上述多载波传输系统的调制/解调都可以利用离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 实现, 快速 FFT (Fast Fourier Transform) 算法使得多载波传输系统实现起来大为简化, 特别是利用 FFT 实现的 OFDM 系统, 以其结构简单、频谱利用率高而受到广泛重视。



下面分析多载波传输系统可以用 DFT 实现的条件。

为了确定子载波间的频率间隔,我们需要考虑接收端如何对信号解调。首先对接收信号(暂不考虑噪声和失真的影响)以抽样率 f_s 进行抽样,利用 DFT 对抽样信号进行解调。利用 N 点的 DFT 可以计算出信号的第 k 个频谱分量为

$$S(k\Delta f) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n/f_s) \exp(-j2\pi nk/N) \quad (5-16)$$

式中, $S(k\Delta f)$ 是第 k 个频谱分量; $s(n/f_s)$ 是抽样信号 ($n=1,2,\dots,N$); $\Delta f = f_s/N$ 是 DFT 的分辨率。为了使 DFT 正确计算出频率,信号必须在 N 点抽样且周期性重复,当信号值还有该 DFT 的谐波成分时,条件就能满足。将 $t = n/f_s$ 代入式 (5-15),可得

$$s(n/f_s) = \sum_{j=0}^{N-1} X(j) \exp(j2\pi f_j n/f_s) \quad (5-17)$$

将式 (5-15) 代入式 (5-16), 可得

$$\begin{aligned} S(k\Delta f) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} X(j) \exp(j2\pi f_j n/f_s) \exp(-j2\pi nk/N) \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} X(j) \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi f_j n/f_s) \exp(-j2\pi nk/N) \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} X(j) \delta\left(\frac{f_j}{f_s} - \frac{k}{N}\right) \end{aligned} \quad (5-18)$$

式中,

$$\delta(m,n) = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ 1, & m = n \end{cases}$$

观察式 (5-18) 可以发现, 当多载波已调信号的频率为

$$f_k = \frac{kf_s}{N} \quad (5-19)$$

此时, $S(k\Delta f) = CX(k)$, 其中 C 为常数。也就是说当各子载波的频率为解调用的 DFT 分辨率整数倍时, 可以用 DFT 对信号完成解调。从以上分析可知, 为保证正确解调, $X(k)$ 在一个码元间隔内保持为常数是必要的, 如果子载波的 QAM 或 MPSK 调制采用波形形成技术, 如采用余弦滚降波形, 采用 DFT 解调时还要做专门的处理。

由以上分析可知, 当各子载波的频率为解调用的 DFT 分辨率整数倍时, 可以用 DFT 对多载波已调抽样信号完成解调。特别地, 当子载波的频率间隔为 f_s/N 时, 由式 (5-17) 可知

$$\begin{aligned} s(n/f_s) &= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp[j2\pi(kf_s/N)n/f_s] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp[j2\pi kn/N] \end{aligned} \quad (5-20)$$



式(5-20)为 $X(k)(k=0,1,2,\dots,N-1)$ 序列(以下将该序列简记为 $X(N)$)的离散傅里叶逆变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT),即当子载波频率间隔为 f_s/N 时,多载波已调信号的时域抽样序列可以由 IDFT 计算出来。

由于携带信息的序列恰为多载波已调信号抽样序列的 DFT,所以采用 FFT 实现的多载波调制系统的调制是在频域上进行的。

由以上分析可知,多载波调制系统的调制可以由 IDFT 完成,解调可以由 DFT 完成,由数字信号处理的知识可以知道, IDFT 和 DFT 都可以采用高效的 FFT 实现。

5.2.3 OFDM 性能分析

(1) 频带利用率高

如图 5.2 所示, OFDM 采用了相互正交的子载波,子信道的频谱可以部分重叠,而不是采用传统的利用保护频带分离子信道的方式,从而提高了频带利用效率,可以最大限度地利用频谱资源。

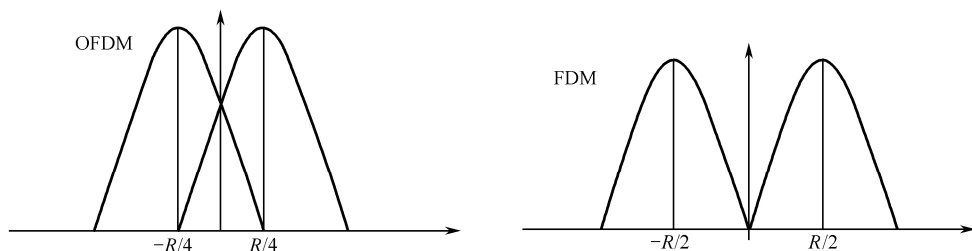


图 5.2 OFDM 与传统 FDM 的比较

(2) 抗噪声和多径衰落能力强

OFDM 系统可以把一个串行传输的高速数字流转化到多个低速率的并行信道上,这样在每个子载波上传输的符号周期就相应地比同速率的单载波系统上的符号周期长很多倍,从而使 OFDM 对脉冲噪声和多径时延失真的抵抗力更强。另外由于 OFDM 系统把频率选择性衰落和脉冲干扰的影响分散到许多个符号上,有效地使衰落或脉冲引起的突发错误随机化,这样通过子载波的联合编码,对各个子载波进行统一的纠错编码达到了子信道间的频率分集作用,也增强了对脉冲噪声和多径时延失真的抵抗力。

(3) 降低了均衡的复杂性

由于 OFDM 系统把整个可利用带宽划分成许多个窄带子信道,对每一子信道而言,符号周期大大变长,单个子信道上的频率响应变得相对平坦了许多,从而使信道引入的符号间串扰变得不再严重,因此所需的均衡要比串行系统简单。通常只需一个简单的算法就能够使每个子信道上的均方误差最小化。



(4) 易于实现真正的数字化调制解调

与传统的 FDM 系统不同,随着数字信号处理技术和大容量可编程逻辑器件技术的发展,借助于 FFT/IFFT 变换对,OFDM 系统在基带可以非常容易地实现对信号的全数字调制与解调,从而简化了通信系统的实现。

(5) 实现上行和下行链路中不同的传输速率

无线数据业务一般都存在非对称性,即下行链路中传输的数据量要远大于上行链路中的数据传输量,另一方面,移动终端功率一般小于 1 W,在大蜂窝环境下传输速率低于 10~100 kbps;而基站发送功率可以较大,有可能提供 1 Mbps 以上的传输速率,因此希望物理层支持非对称高速数据传输,而 OFDM 系统可以很容易地通过使用不同数量的子信道来实现上行和下行链路中不同的传输速率。

(6) 动态比特分配和动态子信道分配

由于无线信道存在频率选择性,不可能所有的子载波都同时处在比较深的衰落情况中,因此通过动态比特分配和动态子信道分配的方法,充分利用信噪比较高的子信道,从而提高系统的性能。

当然,OFDM 技术并非十全十美,系统内存在多个正交子载波,而且其输出信号是多个子信道信号的叠加,因此它存在如下的主要缺点:

① 对同步误差敏感。尤其对载波频率偏移和相位噪声非常敏感,若不采取有效措施,多普勒效应也会对系统性能产生严重的影响。

② 高 PAPR 问题。由于 OFDM 信号是由多个经过调制的独立的子载波信号相叠加而成的,这样的合成信号就有可能产生较大的峰值功率,从而导致较高的 PAPR,该值的增大会大大降低射频放大器的功率效率,对放大器的线性提出了更高要求。

5.2.4 OFDM 在 PLC 中的应用

目前应用最广泛的电力线通信解决方案——HomePlug 联盟的 HomePlug1.0 标准和 HomePlug AV 标准采用的都是 OFDM 调制技术。

前文已经提到,电力线作为通信介质的主要缺点是高衰减、频率选择信道、时变信道、有色和时变背景噪声、窄带噪声、冲激噪声等。而 OFDM 技术在抗干扰、抗多径特性以及抗衰减方面具有很强的能力。

① 抗噪声性能。根据前面的分析,电力线信道的噪声主要有以下几类:有色背景噪声、窄带噪声、与主频不同步的周期性冲激噪声、与主频同步的周期性冲激噪声、不同步的冲激噪声等。

OFDM 的抗噪声性能与各子信道的调制方式有关。根据理论分析和试验得出,系



统若能可靠地传输 BPSK 调制信息需要信噪比为 6~8 dB, QPSK 调制需要信噪比为 10~12 dB, 16PSK 调制需要信噪比大于 25 dB。为了提高系统的抗噪声性能, OFDM 系统一般都采用信道编码技术, 该方式又被称为 COFDM (Coded OFDM)。通过适当引进交织编码、卷积码、RS 码或 BCH 码等纠错编码, 系统可以消除脉冲干扰引起的突发误码, 大大提高传输的可靠性。

② 抗多径干扰性能。电力线信道的多径特性是由信道阻抗的不匹配引起的, 如果某些设备阻抗不匹配, 信号到达该处时必然会产生反射, 因此, 有用信号就可能经过若干条不同的路径到达接收点。由于这些反射信号到达接收点的时间、相位不同, 在接收端叠加后有可能对有用信号形成干扰。当多径信号延迟较短时, 这种干扰可以忽略; 如果延迟较长, 就会对有用信号产生严重的码间干扰。

多径效应对传输的数字信号产生时延扩展, 造成接收码元的前后重叠, 即码间串扰, 严重影响传输质量。码间串扰与反射信号的延迟长短有关, 当延迟时间相对于一个码元宽度很短时, 通常不会对信号的接收产生影响, 所以码间串扰对速率高的传输系统影响比较严重, 但是随着传输速率的下降, 多径干扰也随之减弱, 甚至可以忽略不计。

例如, 速率为 10Mbps 的 BPSK 信号的每个码元宽度为 100 ns, 假设多径干扰的延迟为 1 μ s, 就可以干扰 10 个接收信号。而采用 OFDM 调制后码元宽度足够长, 10 Mbps 的 OFDM 信号分成 100 个子载波, 每个子信号的码元宽度是 10 μ s, 这样 1 μ s 的多径干扰就不会对有用信号产生码间串扰。可见 OFDM 的频率分集复用技术是解决多径干扰的有效手段。

③ 抗衰落性能。由于低压电力线上阻抗变化幅度较大, 信号传输时会出现严重的衰落。自适应均衡是解决信道衰落的有效手段, 但是当系统传输速率很高时, 实现快速均衡其复杂性和成本都难以接受。采用 OFDM 调制, 每个子信道的速度较低, 实现均衡相对较为简单。OFDM 通过打开和关闭某些子信道的方式防止信道衰落。

综上所述, 电力线信道作为极其恶劣的通信信道要实现高速数据传输必须采取先进的通信技术来克服干扰的影响。OFDM 需要不断地监测信道的变化情况, 并根据信道情况采取一些措施来保证信号以较低的误码率在电力线上传输。这些措施主要包括:

- 各个子信道采用的调制方式可以相同也可以不同, 可采用的调制方式有 BPSK、MQAM 等。
- 各个子信道采用的编码方式有 Viterbi 编码、RS 编码和 TPC 编码等, 并配合交织来保证较低的误码率, 其中卷积码的前向速度可以选择 1/2, 也可以选择 3/4, RS 编码的速率也可以在 23/39 到 238/254 的区间内选择。
- 电力线信道特性的不断变化对不同载波信号的衰减也不同。当个别子信道通



信环境太恶劣时，可以关闭这些子信道，通过关闭一些通信环境极其恶劣的子信道，可保证整个通信系统得到较低的误码率。

为了更有效地利用电力线信道带宽和频谱资源，OFDM/OQAM 开始逐渐受到研究人员的重视，在脉冲噪声的干扰下，甚至比 CP-OFDM (OFDM with Cyclic Prefix) 系统有更加出色的频谱利用率。

OQAM 调制是通过在两个连续的子载波上分别对复包络信号的实部和虚部进行半个周期时间的延迟，这样就能使信号脉冲形状在非矩形窗的情况下也能保持正交。

在电力线通信中使用正交频分复用技术在目前的 PLC 标准方案中已经确定下来。事实上，CP-OFDM 是一种有效的多载波调制 (MCM) 技术。我们采用了多路径衰落信道，然而，OFDM 的一个弊端是较差的频率定位。为了克服这一点，提出了许多先进的 MCM 技术，如 OFDM/OQAM。考虑到频率选择性，OFDM/OQAM 提供了较好的适应 PLC 频率掩码，以此来阻止短波的干扰。最近研究表明，基带通信也可能适用于 OFDM/OQAM。因此，OFDM/OQAM 是电力线上数据传送的较好选择。若不考虑调制技术的话，电力线则是一个严重的噪声环境。

PLC 的噪声分为两类：背景噪声，认为是加性白高斯噪声 (AWGN)；异步脉冲噪声，也许不是主要频率。异步脉冲噪声是由电力网络开关设备引起的人为电子噪声，它持续时间短，随机发生，有着较高的功率谱密，很容易造成数据传送的位或区间错误。用来描述这种脉冲噪声的模型是伯努利-高斯模型 (BG)，因为噪声被看做高斯过程，其中带有离散时域的伯努利分布。

最近研究分析了异步脉冲噪声的 OFDM 性能。已经证明，解调后的噪声分布于所有的载波，与单载波相比有了明显的改善。然而，至今还没有人来研究这种环境下的 OFDM/OQAM 性能。一些悲观预言声明，在 OFDM/OQAM 中传送数据是在多相滤波重叠之后，与 OFDM 相比，脉冲有可能破坏更多的有用数据。然而适当的分析就可以证明时域分布的 OFDM/OQAM 可以更好地减弱脉冲。

1. OFDM/OQAM 原理

基带相等的离散时域 OQAM 信号可以写为

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_{m,n} \underbrace{p[k-nN] e^{\frac{j2\pi}{M} m \left(k - \frac{L-1}{2} \right)} e^{j\phi_{m,n}}}_{h_{m,n}[k]} \quad (5-21)$$

$$\phi_{m,n} = \phi_0 + \frac{\pi}{2}(n+m) \pmod{\pi} \quad (5-22)$$

式中， M 是子载波的数目， p 是多相滤波， L 是滤波器 p 的长度， $N=M/2$ 是离散时域偏置。 $\phi_{m,n}$ 是额外的相位， ϕ_0 可以任意选定。发送的符号 $a_{m,n}$ 是实值。这些值源于 2^K -QAM 星座， K 为偶数，取这些复数符号的实数和虚数部分。对于两个连续的子载波，时间偏移 N 是引入到第一个的实数部分和第二个的虚数部分，这样 M 必须是偶数。与



OFDM 不同, OQAM 调制的正交性函数 $h_{m,n}[k]$ 用实内积函数表示为

$$\Re\{\langle p, q \rangle\} = \Re\left\{\sum_{k \in \mathbb{Z}} p[k]q^*[k]\right\} \quad (5-23)$$

式中, * 表示复杂的共轭运算。相应的正交性约束没有 OFDM 那样严格, 因此它们更适用于在时域和频域的定位。OFDM/OQAM 调制的传输多路复用技术如图 5.3 所示。

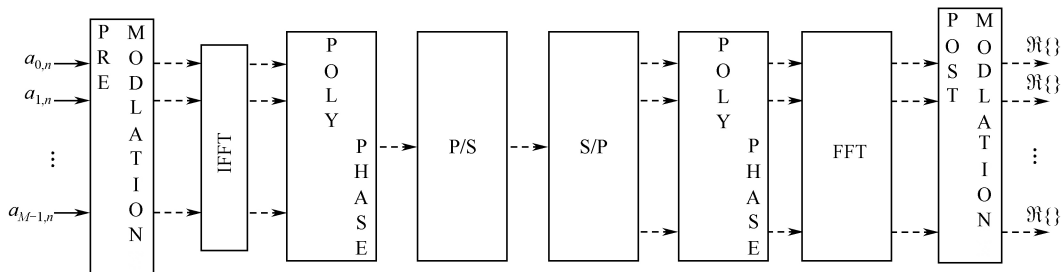


图 5.3 OFDM/OQAM 调制的传输多路复用技术

在基带传输中, 调制的信号是实数。电力线通信应用带有窗的或小波的 MCM 技术。在 OQAM 调制中, 对于实数原型滤波器的厄米正交条件为

$$\begin{aligned} a_{0,n} &= a_N, n=0 \\ a_{m,n} &= a_{M-m,n}(-1)^{L-1-N-n}e^{-j2\phi_0} \end{aligned}$$

调制信号为

$$\begin{aligned} s[k] &= 2 \sum_{n \in \mathbb{Z}} p[k-nN] \sum_{m=1}^{N-1} \Re\{a_{m,n} e^{j\phi_{m,n}} e^{j\frac{\pi}{N}m\left(k-\frac{L-1}{2}\right)}\} \\ &= 2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} p[k-nN] \sum_{m=1}^{N-1} a_{m,n} \gamma_{m,n,k} \end{aligned} \quad (5-24)$$

式中

$$\gamma_{m,n,k} = \cos\left(\frac{\pi}{2}n + \frac{\pi}{N}m\left(k-nN - \frac{L-1-N}{2}\right)\right) \quad (5-25)$$

如果 $p[k]$ 是线性相位原型滤波器, OQAM 在接收端匹配的滤波器为

$$h_{m,n}^*[k] = h_{m,n}[k] = 2p[k-nN]\gamma_{m,n,k} \quad (5-26)$$

2. 自适应循环前缀长度的 OFDM 的位加载算法

想要最大化 OFDM 系统的速率, CP 长度没有必要等于信道长度。这是因为插入了 CP 导致传送速率的损失为 $M/(M+\mu)$, 其中 M 为 OFDM 子信道的个数, μ 是采样个数中 CP 的长度。而且, 信道脉冲响应可能不同于不同的链路或随时间而改变。因此有理由要考虑对特定信道的 CP 长度的设计和自适应。

OFDM 系统是 M 个子信道, CP 长度是 $\mu = N - M$ 采样长度, N 是归一化的子信道



的符号时间(采样中的 OFDM 符合持续时间),假设采样期间 T 等于系统的时间单元。正规化的子载波频率定义为 $f_k=k/M, k=0,1,\dots,M-1$ 。在 OFDM 信号信道中,这个信道有相等离散时间复杂脉冲响应

$$g_{cn}(n) = \sum_{p=0}^{v-1} \alpha_p \delta_z(n-p) \quad (5-27)$$

其中, α_p 定义为复杂信道系数,离散时间 delta 脉冲定义为:在 $n=0$ 时 $\delta_z(n)=1$,其他均为 0。而且,我们假设 $v \leq M$,以便信道持续时间短于有用 OFDM 符号的持续时间。信道持续时间比 CP 要长。结果,在接收端经过同步后,CP 权,离散傅里叶变换计算以及信道的信号 k 可以写为

$$z^{(k)}(tN) = G_{CH}^{(k)} a^{(k)}(tN) + I^{(k)}(tN) + W^{(k)}(tN) \quad (5-28)$$

式中, $a^{(k)}(tN)$ 是在时间点 tN 时传送的数据符号, $G_{CH}^{(k)}$ 是频率为 f_k 的信道发送函数, $I^{(k)}(tN)$ 是内部符号 (ISI) 加内部载波 (ICI),由于没有足够的 CP,导致缺少正交性而且它们都会增加, $W^{(k)}(tN)$ 是加性噪声。

假设高斯性输入、加性高斯背景白噪声、单一点的信道容量可以用平行高斯信道的公式进行估计,即

$$C(\mu) = \frac{1}{M + \mu} \sum_{k \in K_{ON}} \text{lb} \left(1 + \frac{\text{SINR}^{(k)}(\mu)}{\Gamma} \right) \quad (\text{bps}) \quad (5-29)$$

式中,子信道的信号和干扰噪声的功率比定义为

$$\text{SINR}^{(k)}(\mu) = \frac{P_U^{(k)}(\mu)}{P_W^{(k)} + P_I^{(k)}(\mu)} \quad (5-30)$$

式中

$$P_U^{(k)}(\mu) = E[|H^{(k)} a^{(k)}(tN)|^2] \\ P_I^{(k)}(\mu) = E[|I^{(k)}(tN)|^2], \quad P_W^{(k)} = E[|W^{(k)}(tN)|^2] \quad (5-31)$$

式中, $E[\cdot]$ 定义为求期望。有效使用子信道指数集定义为 K_{ON} 。我们强调使用简单相等点 (a simple one tap equalizer)。系统可以通过时域均衡使频域干扰减小。显然,这些技术的使用增加了系统的复杂性。 Γ 表示香农容量曲线的间歇因子,这样就解释了为什么使用实际调制和编码。当用数值表示结果时,我们假设它等于 9 dB。进一步假设为有限功率谱密度,特别是在电力线或无线系统等超宽带系统。因此功率平均分布在子信道中。

式 (5-29) 表明容量是 CP 时间的函数。对于一个固定的子信道,尽管 SINR 随着 CP 的增加而增加,但数据率是减小的。因此,选择 CP 长度的最优方法是以容量最大化为目标。也就是说,对于一个固定的信道,最优的 CP 值能使式 (5-30) 的值最大,按照下式选择,即

$$\mu_{\text{OPT}} = \arg \max_u \left\{ \frac{1}{(M + \mu)} \sum_{k \in K_{ON}} \text{lb} \left(1 + \frac{\text{SINR}^{(k)}(\mu)}{\Gamma} \right) \right\} \quad (5-32)$$



显然, 选择 μ 的最高限制等于采样中信道脉冲响应持续时间 ν 。

位加载是让 OFDM 有效使用信道资源和接近式 (5-29) 中信道容量限制的一种策略。一些 OFDM 系统使用属于不同星座符号加载子信道, 然而另外一些所有的子信道使用相同的星座。能够使用的星座顺序是有限制的。

当应用位加载算法时, 一些子信道可能不传送任何信息, 也就是说它们被关掉了。显然, 功率谱密度掩码限制适用于零功率分配到一些子信道。然而, 随着一些有效子信道中的干扰功率的改变导致一些子信道关闭, SINR 也在改变。另一个位加载的迭代能增加传送速率, 即有限功率谱密度。假设所有子信道是有效的条件下第一次计算 SINR, 第一步执行位加载。第一步中, 我们决定了有效子信道集 K_{ON} , 然后根据在先前一步确定的有效子信道集来重复计算 SINR。

接下来, 我们介绍满足实施限制的简单的位加载算法。这种方法源于由 Chow 和 Cioffi 提出的一种方法的修改。该算法将功率平均分配到子信道, 算法按照式 (5-30) 计算 SINR, 并决定 CP 长度。位加载的计算是将那些能被最近的星座传送的实数比特旋转成整数比特。如果一些子信道关闭的话, 我们重新计算 SINR, 并做另外一个比特记载迭代。

算法完成的步骤如下:

(a) 设定 RateTemp=0, iteration=0, 且 $K_{ON}=\{0, \dots, M-1\}$ 或者等于根据传送掩码 (Transmission Mask) 确定的有效子信道集。

(b) 平均分配功率到子信道。这些信道属于 K_{ON} 满足功率谱密度的限制, 按照式 (5-30) 计算 $\text{SINR}^{(k)}(\mu)$, 其中 $k \in K_{ON}$ 。按式 (5-33) 计算最优循环前缀, 即

$$\mu_{\text{OPT}} = \arg \max_{0 \leq \mu < \nu} \left\{ \frac{1}{(M + \mu)} \sum_{k \in K_{ON}} \text{lb}_2 \left(1 + \frac{\text{SINR}^{(k)}(\mu)}{\Gamma} \right) \right\} \quad (5-33)$$

(c) 按下式确定子信道位加载 $k \in K_{ON}$:

$$\bar{b}^{(k)} = \left\lceil \left[\min \left\{ \text{lb} \left(1 + \frac{\text{SINR}^{(k)}(\mu_{\text{opt}})}{\Gamma} \right), \text{lb}(M_{\text{QAR_max}}) \right\} \right] \right\rceil \quad (5-34)$$

式中, $\lceil \cdot \rceil$ 定义为将最近可用星座的每个子信道的比特转换为其中最小的顺序, 如速率小于 0.5 时转为 0。

(d) 计算发送速率 (bps) 方程为

$$R(\mu_{\text{opt}}) = \frac{1}{(M + \mu_{\text{opt}})T} \sum_{k \in K_{ON}} \bar{b}^{(k)} \quad (5-35)$$

如果一些子信道 $\bar{b}^{(k)} = 0$, iteration (迭代)=0, 定义 RateTmp= $R(\mu_{\text{opt}})$ 且 iteration=1, 并确定有效子信道集 K_{ON} , 如子信道集中 $\bar{b}^{(k)} \neq 0$ 。然后从步骤 (b) 重复过程。然而



保存最后的比特分配，并使用先前迭代的最优 CP。

5.3 电力线载波芯片

5.3.1 宽带 PLC 芯片

宽带 PLC 载波芯片主要应用于共享宽带互连接入、音/视频传输、扩展无线局域网的覆盖范围、VOIP 电话、个人计算机文件和应用的共享、网络及在线游戏、安全摄像头等。目前全球领先的厂商是 Intellon 公司和 DS2 公司。

1. Intellon

Intellon 公司设计并出售电力线 IC，提供基于 HomePlug 协议和其他电力线 IC，它们可用于家庭网络、娱乐和智能电网。

(1) INT5200

INT5200 是 Intellon 公司基于 HomePlug 1.0 协议的产品。目前整合了所有外部模拟组件，包括 ADC、DAC、AGC、滤波器、功率放大器。其主要特征有：

- 带有 MII、Ethernet 和 USB 接口的单片电力线网络传输器；
- 集成的 10bit ADC、10bit DAC、AGC、滤波器和功率放大器；
- 通用 8 线串行物理数据接口；
- 可选的 MDI/SPI 物理管理接口；
- 最高达 14Mbps 速率的电力线传输速度；
- OFDM 调制方式；
- 在复杂信道条件下采用智能信道自适应技术，使处理数据最大化；
- 144 引脚 LFBGA 小封装包。

(2) INT5500

INT5500 是 Intellon 公司基于 HomePlug 1.0 协议的产品，与 INT5520 相比，INT5500 可以提供高清电视和 IPTV 等服务，其主要特点是：

- 带有 MAC/PHY 的 MII 接口的单片电力线网络发送器；
- 最高达 85Mbps 的电力线传输速度；
- 与 HomePlug 1.0 协议兼容；
- 支持 256/64/16-QAM，DQPSK，DBPSK 和 ROBO 调制方式；
- 低功耗；



- OFDM 调制方式;
- 在复杂信道条件下采用智能信道自适应技术, 使处理数据最大化;
- 100 引脚的 LQFP 小封装包;
- 与 Intellon 的 INT5500 MAC/PHY 层传输器直连;
- 高性能 10bit ADC;
- 高性能电流控制的 8bit DAC, 配有可调的满幅输出电流;
- 串行配置接口;
- 48 引脚 LQFP 小封装包。

(3) INT6300

INT6300 是世界上第一个以 HomePlug AV 的开放标准为基础的电力线通信(PLC)载波芯片, 是 HomePlug AV 标准芯片中最适合于多媒体流应用的芯片。其内部具有以太网和 PCI 接口, 它们和电力线主机接口一起完成数字信号和模拟信号的转换。

- MAC, PHY 和 AFE 层基于 HomePlug AV 协议;
- MII, MBI 和 PCI 接口;
- 与 HomePlug 1.0 节点兼容;
- 高性能低价位。

(4) INT6400

INT6400 同样基于 HomePlug AV 标准, 与 INT6300 相比, INT6400 体积减少 22%, 减少了设计的复杂性。它的特点如下:

- MII 接口;
- 支持 1024/256/64/16/8-QAM、QPSK、BPSK 和 ROBO 调制方式;
- 加窗的 OFDM 调制, 基于线性同步技术的噪声抑制技术;
- 动态信道自适应和信道估计, 在复杂环境下传输速率最大;
- 前向 Turbo 纠错码。

2. DS2

DS2 成立于 1998 年, 是全球领先的高速半导体和电力线通信的技术提供者和产品供应商, 在 2004 年, DS2 引入全球首款 200 Mbps 电力线通信 IC。

5.3.2 窄带 PLC 芯片

窄带 PLC 载波芯片主要应用于智能仪表和智能电网、道路照明控制和命令控制网络。目前全球领先的厂商是 SGS-THOMSON 公司和 National Semiconductor 公司。



1. SGS-THOMSON

SGS-THOMSON 是全球设计、开发、制造独立半导体公司，其产品应用在通信系统、计算机系统、消费品、汽车、工业自动化和控制系统。

(1) ST7536

ST7536 是 SGS-THOMSON 公司专为电力线载波通信而设计的 modem 芯片。该芯片主要特点如下：

- 半双工同步 FSK 调制/解调器；
- 数据传输速率：1 200 kbps；
- 发送载波频率与外部晶体综合；
- 发送信号畸变低 ($S/H \geq 50$ dB)；
- 传输信号的自动级别控制；
- 发送灵敏度：2 mVRMS (600 bps)，3 mVRMS (1 200 bps)；
- 发送时钟修复；
- 低功耗模式；
- 根据 DH028/29 ENEL、EN50065-1 CENELEC 和 FCC 调整其工作方式。

(2) ST7538q

ST7538q 是 SGS-THOMSON 公司在电力载波芯片 ST7536 基础上推出的又一款半双工、同步/异步 FSK (调频) 调制/解调器芯片。该芯片是为家庭和工业领域电力线网络通信而设计的，与 ST7536 相比，主要具有以下特点：

- 半双工频移键控收发器；
- 可编程的电压电流控制电力线性；
- 编程接口：同步，异步；
- 单电源 (7.5~12.5 V)；
- 极低的功消 ($I_q = 5$ mA)；
- 集成 5 V 短路保护；
- 3.3 V 或 5 V 供电；
- 8 个可编程 (载波) 频率；
- 可编程波特率最高 4 800 bps；
- 接收灵敏度：250 μ VRMS；
- 与 EN 50065 规格配合应用；
- 载波起始检测；
- 自动检测波段；



- 带安全检验的 24 或 48 位的可编程的寄存器;
- 过零检测并同步;
- 看门狗定时器;
- 输出电压截止;
- 8 或 16 位的起始识别;
- UART/SPI 主机接口。

(3) ST7590

ST7590 是 SGS-THOMSON 公司推出的芯片, 完全集成了窄带电力线 SoC 网络系统, 内嵌 turn-key 固件的高性能 DSP 器件, 有以下特点:

- OFDM 调制;
- 在 CENELEC A 带有 97 个子载波;
- BPSK, QPSK, 8PSK 不同的可编程调制;
- 可编程的高达 128 kbaud/s 速率;
- 循环编码和 Viterbi 解码;
- 信噪比和信道估计;
- 完全服从 PRIME 物理层;
- 可编程的 8051 协议引擎;
- 内置服从于 PRIME 的 MAC 层和 IEC 的 61334-4-32 数据链路层;
- 主机控制器 UART/SPI 接口;
- I2C/SPI 外部数据存储接口;
- 为可选的外部 SRAM 程序编码执行服务的高速 SRAM 控制器;
- 看门狗定时器;
- 3 个可编程的 16 位定时器;
- 10 线 GPIO;
- JTAG 调试;
- 片上 128 位 AES 编码硬件模块;
- 完全集成的模拟前端;
- ADC 和 DAC;
- High 线性接收机;
- 智能增益控制的高线性发射机;
- 完全集成的单端线性驱动的功率放大器;
- 高达 1 Arms, 14 Vpp 的输出;
- 可配置的滤波拓扑结构;



- 线性度高；
- 内嵌的温度传感器；
- 是电流控制的器件；
- 3.3 V 或 5 V I/O 供电；
- 提供 8~18 V 功率增益；
- 集成 5 V 和 1.8 V 线性校对器；
- 配合与 EN 50065 和 FCC 15 部分规格应用；
- 使用温度 $-40^{\circ}\text{C} \sim +80^{\circ}\text{C}$ 。

2. National Semiconductor

National Semiconductor 公司的产品系列包括尖端的运算放大器、接口产品、数据转换器及电源管理解决方案。这些器件为高效照明、精密数据收集、高速串行通信及电源转换等应用提供优秀的解决方案。

LM1893 是 National Semiconductor 生产的 modem 芯片。

该芯片主要特点如下：

- FSK 抗噪声调制技术；
- 可选择噪声滤波的脉冲发生器；
- 数据传输率达 4.8 kBaud/s；
- 正弦波载频以降低射频干扰；
- 射频功率可增强 10 倍；
- 载波频率可在 50~300 kHz 之间选择；
- 兼容 TTL 和 MOS 逻辑电平；
- 可调节电压至功率电平；
- 可驱动现有的各种电力线路。

主要应用于：

- 能源管理系统；
- 家庭便捷管理；
- 室内通信设备管理；
- 火警系统；
- 安全系统；
- 遥测术；
- 计算机中断接口。



思 考 题

1. 什么是 OFDM 技术?
2. 查询 OFDM/OQAM 技术的相关资料, 并和传统 OFDM 系统进行比较。
3. 什么是比特加载算法? 谈谈你对它的理解。
4. OFDM 中采用 FFT 和 IFFT 的作用是什么?
5. OFDM 在抗干扰、抗多径特性以及抗衰减的作用是什么?

第6章 信道估计



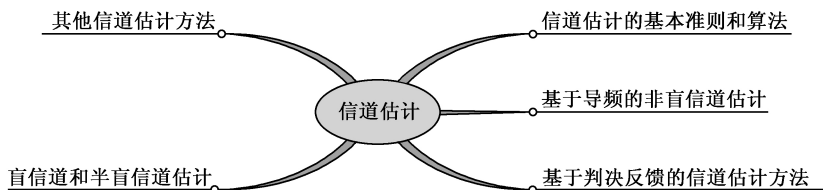
前言

信道估计是正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）技术中数据解调与均衡的基础。

电力线通信中的非线性畸变是影响数据传输准确率的重要因素。近年来，人们围绕电力线的高速数据传输进行了大量的研究。正交频分复用技术以其抗多径传输、频带利用率高、易于实现等优点备受关注，被认为实现电力线高速数据传输的理想通信方案，但电力线信道具有信号衰减强烈、干扰严重、时变性、不可预测的噪声及变化的阻抗等固有缺点，因此信道估计是 OFDM 技术的研究热点之一，是实现信道相关检测、数据解调和均衡的基础。



本章概要



世上没有绝望的处境，只有对处境绝望的人。



6.1 信道估计的基本准则和算法

信道估计从大的角度可以分为非盲信道估计和盲信道估计以及在此基础上产生的半盲信道估计。所谓非盲信道估计是指在估计阶段首先利用导频来获得导频位置的信道信息，然后为下面获得整个数据传输阶段的信道信息做好准备；盲信道估计是指不使用导频信息，通过使用相应信息处理技术获得信道的估计值，与传统的非盲信道估计技术相比，盲信道估计技术使得系统的传输效率大大提高，然而由于盲信道估计算法一般收敛速度较慢，这阻碍了它在实际系统中的应用；正是如此，出现了半盲信道估计，它在数据传输效率和收敛速度之间做一个折中，即采用较少的训练序列来获得信道的信息。基于导频信号（Pilot）的估计技术是在大多数 OFDM 系统中采用的信道估计方法，发射器发送一些确知信号，从而在接收端获得同步与信道估计。相反，盲信道估计仅依赖于信号的统计特性，一般在 OFDM 系统应用较少。

6.2 基于导频的非盲信道估计

基于 OFDM 信道估计大多采用非盲信道估计算法，从导频插入位置而言可分为面向判决方法和导频辅助调制（Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM）方法；从实现准则可以分为最小均方误差（MMSE）、最小平方（LS）、最大似然估计（ML）等；从滤波器的实现及结构分为二维滤波和两个一维级联滤波等。

基于导频 OFDM 的非盲估计算法的基本过程是：在发送端适当的位置插入导频，接收端利用导频恢复出导频位置的信道信息，然后利用某种处理方法（如内插、滤波、变换等）获得所有时段的信道信息。这里涉及三个主要问题，也是目前 OFDM 的非盲估计算法研究的三个方向：① 发送端导频的选择与插入；② 接收端导频位置信道信息获取的方式，如何根据接收信号设计出既能准确地对导频信道做出估计，又具有低复杂度的估计器；③ 如何通过导频位置获取的信道信息较好地恢复出所有时刻信道的信息。

6.2.1 导频的分布形式

实际中常用的导频分布形式有如下几种。

图 6.1（a）表示块状的导频分布，其思想是将多个连续的 OFDM 符号分组，每



组中的第一个 OFDM 符号发送导频符号，其余的 OFDM 符号传输数据信息。因为在同一时刻，每个子载波都含有导频信息，这种导频分布对频率选择性不敏感，但这种估计方法实际上假设了信道在连续的几个符号内不变，适合于慢衰落信道。图 6.1 (b) 是梳状的导频分布，它是将 N 个子信道均匀地分为 M 组，在每一组的第一个子载波传输导频符号，其余的 $M-1$ 个子载波传输数据信息。在这种导频分布结构下，导频分布在不同的 OFDM 符号中，因此能够较好地跟踪不同符号下的信道状态的变化，特别是在信道快变化的条件下，这种优势更加明显。但在梳状导频情况下，非导频子载波上的信道特性只有根据对导频子载波上的信道特性进行插值滤波才能得到，所以这种导频分布对频率选择性比较敏感。图 6.1 (a) 和图 6.1 (b) 这两种形式由于在时间或者频率上连续的插入导频，所以信道估计时只要在频率或时间上进行一维插值就可以了，信道估计的复杂度较小，但是由于导频数量很大，有效数据率较低。

图 6.1 (c)、(d) 是两种离散的导频分布形式，它们需要同时在时间和频率方向内插，但与图 6.1 (a)、(b) 相比用较少数目的导频就可以提高有效数据传输速率，但在接收端需要在时间和频率上进行二维的插值。可以证明在 AWGN 时不变信道条件下，图 6.1 (c)、(d) 两种形式的性能完全一样；但在快衰落的条件下，图 6.1 (c) 要优于图 6.1 (d)。原因是图 6.1 (c) 的导频插入的方式分散在不同的 OFDM 符号中，每一个 OFDM 符号中总有几个子载波是导频符号，因此能够较好地跟踪不同符号下信道状态的变化，特别是在信道快变化的条件下，这种优势更加明显；图 6.1 (d) 的估计实际假设了信道在连续几个符号内变化不大，这样根据当前的导频符号得到的估计信道可以用于连续几个 OFDM 符号，在慢衰落信道下这种做法还可行，但在快信道衰落下它的性能会急剧下降。

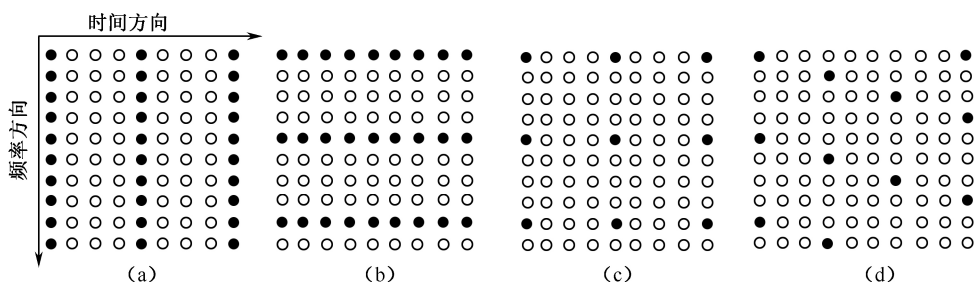


图 6.1 目前常见的导频分布形式

6.2.2 信道估计准则

(1) 基于 MMSE 准则的信道估计

MMSE (最小均方误差) 信道估计器的结构如图 6.2 所示。

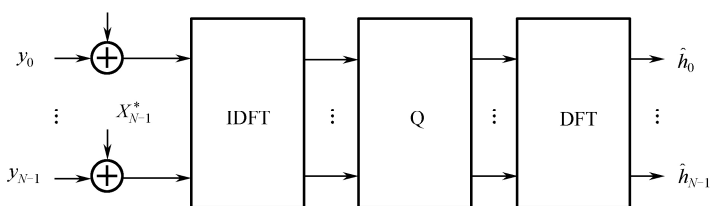


图 6.2 MMS 信道估计器

MMSE 信道估计可以由式 (6-1) 给出, 即

$$\hat{H}_{\text{MMSE}} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{g}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{F} \mathbf{Q}_{\text{MMSE}} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (6-1)$$

式中, $\hat{\mathbf{g}}_{\text{MMSE}}$ 为信道的脉冲响应。

$$\mathbf{Q}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\text{gg}} [(\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1} \sigma_n^2 + \mathbf{R}_{\text{gg}}]^{-1} (\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1},$$

式中, \mathbf{R}_{gg} 为信道矢量的自协方差矩阵, \mathbf{F} 是 DFT 矩阵, σ_n^2 为噪声信号的方差。MMSE 估计器的误差性能很好。仿真结果表明, 在信噪比为 30 dB 时均方误差达到 $10^{-3} \sim 10^{-4}$, 但 MMSE 估计器的计算量很大, 这就在一定程度上阻碍了它的应用。

(2) 基于 LS 准则的信道估计

最小平方 (Least-Square, LS) 信道估计是从最小平方的意义上得到的信道估计器。它所采用的模型与 MMSE 信道估计所采用的相同, 可以将信道写成矩阵形式:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X} \mathbf{F} \mathbf{g} + \mathbf{n} \quad (6-2)$$

利用循环脉冲响应 \mathbf{g} 的 LS 估计器使 $(\mathbf{y} - \mathbf{X} \mathbf{F} \mathbf{g})^H (\mathbf{y} - \mathbf{X} \mathbf{F} \mathbf{g})$ 最小, 通过计算得到

$$\hat{H}_{\text{LS}} = \mathbf{F} \mathbf{Q}_{\text{LS}} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (6-3)$$

式中, $\mathbf{Q}_{\text{LS}} = (\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1}$, 将其代入式 (6-3) 可得到简化后的 LS 估计器的表达式

$$\hat{H}_{\text{LS}} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{y} \quad (6-4)$$

LS 估计器误差性能虽不是最佳, 但在保证一定误差性能的条件下, 实现复杂度很低。

6.2.3 内插方法

整个信道响应的估计值可以利用那些由导频而估计出来的信道响应 \hat{H}_{k_p, l_p} 来得到, 估计的方法有很多, 如内插滤波等, 通常所采用的内插方法有线性内插、高斯内插、cubic 内插等。

(1) 线性内插

线性内插是一种最简单的内插算法, 它是利用与欲估计处紧邻的两个导频符号处的衰落估计值来进行估计的, 如图 6.3 所示。

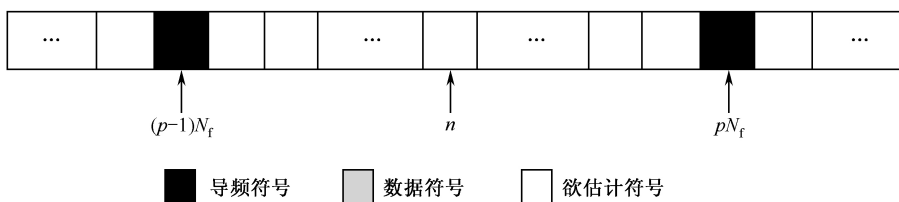


图 6.3 线性内插示意图

可表示为

$$\hat{H}(n) = \frac{pN_f - n - 1}{N_f - 1} \hat{H}((p-1)N_f) + \frac{n - (p-1)N_f}{N_f - 1} \hat{H}(pN_f) \quad (6-5)$$

$$\forall n \in ((p-1)N_f, pN_f)$$

式 (6-5) 表示在频域上的内插, 其中 $p \in [1, N]$, N 为一个 OFDM 符号插入的导频符号个数, 即 $N = \lceil N_c / N_f \rceil$, N_f 表示导频符号在频域上的间隔, 并假设从第一个子载波处就开始插入导频。如果在最后一个子载波处没有插入导频符号, 可以用最后一个导频符号处的衰落值来代替, 从仿真来看, 这对性能并不会太大的影响。

同理, 我们也可以得到时域上的线性内插表达式, 即

$$\hat{H}(i) = \frac{pN_t - i - 1}{N_t - 1} \hat{H}((p-1)N_t) + \frac{i - (p-1)N_t}{N_t - 1} \hat{H}(pN_t) \quad (6-6)$$

$$\forall i \in ((p-1)N_t, pN_t)$$

式中, N_t 表示导频符号在时间上的间隔。

(2) 高斯内插

高斯内插是采用与欲估计符号相邻的三个导频符号处的衰落值来进行的, 其原理如图 6.4 所示。

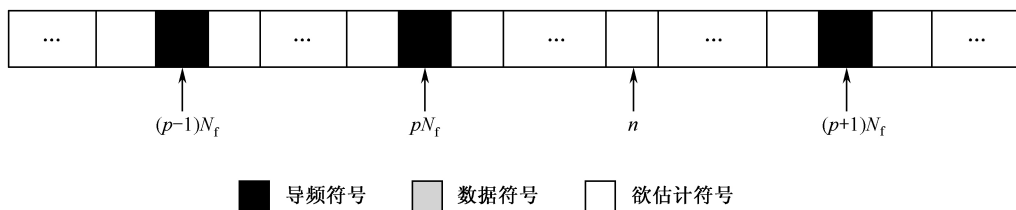


图 6.4 高斯内插示意图

其公式表示为

$$\hat{H}(n) = Q_{-1} \left(\frac{n - pN_f}{N_f} \right) \hat{H}((p-1)N_f) + Q_0 \left(\frac{n - pN_f}{N_f} \right) \hat{H}(pN_f) + Q_1 \left(\frac{n - pN_f}{N_f} \right) \hat{H}((p+1)N_f) \quad (6-7)$$

$$\forall n \in (pN_f, (p+1)N_f)$$



式中,

$$\begin{aligned}
 Q_{-1}\left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right) &= \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right)^2 - \left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right)\right\} \\
 Q_0\left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right) &= 1 - \left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right)^2 \\
 Q_1\left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right) &= \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right)^2 + \left(\frac{n-pN_f}{N_f}\right)\right\}
 \end{aligned} \tag{6-8}$$

(3) cubic-spline 内插

cubic-spline 内插 (简称为 cubic 内插) 是用一个三次多项式来拟合估计值的曲线进行内插的。对于两个已知点 $[x_i, x_{i+l}]$ 构建如下的公式:

$$P_i(x) = C_{0,i} + C_{1,i}(x - x_i) + C_{2,i}(x - x_i)^2 + C_{3,i}(x - x_i)^3 \tag{6-9}$$

只要确定了式 (6-9) 的四个系数, 就可以对 $[x_i, x_{i+l}]$ 之间点的函数值进行插值估计, 在保证每一个已知点斜率和曲率连续的情况下, 一种 cubic 内插系数的计算方法如下:

$$P_i(x) = \frac{k_i}{6} \frac{(x_{i+l} - x)^3}{x_{i+l} - x_i} + \frac{k_{i+l}}{6} \frac{(x - x_i)^3}{x_{i+l} - x_i} + A_i(x_{i+l} - x) + B_i(x - x_i) \tag{6-10}$$

式中, k_i 表示函数值在 x_i 点的曲率。本质上, cubic 插值公式是一个分段的多项式组, 根据采样点的数值统一和分段之间的函数连续关系, 可以确定出式 (6-10)。

$$A_i = \frac{f(x_i)}{x_{i+l} - x_i} - \frac{k_i}{6}(x_{i+l} - x_i) \tag{6-11}$$

$$B_i = \frac{f(x_{i+l})}{x_{i+l} - x_i} - \frac{k_{i+l}}{6}(x_{i+l} - x_i) \tag{6-12}$$

曲率 k_i 可由边界条件和下面的关系式共同确定, 即

$$\begin{aligned}
 &k_{i-l}(x_i - x_{i-l}) + 2k_i(x_{i+l} - x_{i-l}) + k_{i+l}(x_{i+l} - x_i) \\
 &= 6\left[\frac{f(x_{i+l}) - f(x_i)}{x_{i+l} - x_i} - \frac{f(x_i) - f(x_{i-l})}{x_i - x_{i-l}}\right]
 \end{aligned} \tag{6-13}$$

如果插值空间有 N 个已知点, 那么根据式 (6-13) 就需要 $N-2$ 个线性方程来确定所需的曲率, 可见在使用 cubic 方法进行插值时, 插值公式系数的确定需要相当大的计算量。由于内插滤波时使用的导频是含有噪声的, 所以内插会带来估计的噪声门限。当采用高阶的内插时, 如高斯内插和 cubic 内插, 可以有效地降低噪声门限, 这也是高阶内插性能更好的一个原因。



6.3 基于判决反馈的信道估计方法

信道估计的参考信号是接收机本身的判决信号，将接收解调后符号的估计值作为已知信息与下一个 OFDM 码字联合一道进行信道估计。实际中，先发射 1 个或 2 个训练符号，然后开始判决反馈算法，循环进行，不需发送导频符号，如图 6.5 所示，从而提高了系统的利用率。但是，这种方法利用判决符号作为参考值，若接收判决符号出现错误，就会导致算法不稳定，发生错误传播。因此，在算法开始时，常发送训练序列，以初始化信道。

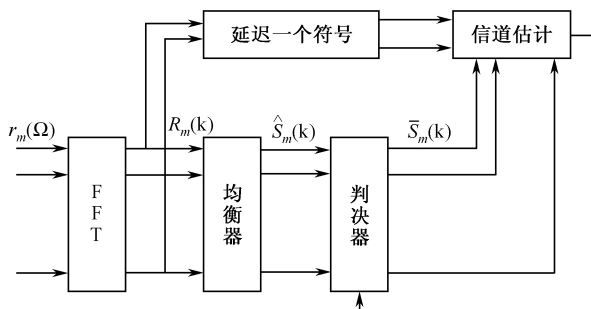


图 6.5 判决反馈估计器结构

图 6.5 中， $r_m(\Omega)$ 是接收的 OFDM 时域数据， $R_m(k)$ 是其频域数据。自适应算法也可以看做基于判决反馈思想信道估计算法，其优点在于能够有效地跟踪时变信道的变化，主要包括 LMS（Least Mean Square）和 RLS（Recursive Least-Squares）两种算法。其中，LMS 算法以计算的简便性和稳定性好而得到了广泛的应用。LMS 算法是在最小均方误差准则下的一种自适应信道估计方法。

6.4 盲信道和半盲信道估计

传统方法都是靠发送训练序列来得到信道响应的估计值的，但是当信道时变时，即使是缓慢的变化，训练序列也要不停地循环发送来不断更新信道估计的值，这样，信道中数据的传输效率就会大大降低，严重影响数据传输速率，所以在高速率的数字移动通信系统中，盲信道估计方法就显现出其特别的优势，因为它不需要传输训练序列来进行估计，所以有效数据传输效率就可以大大提高。目前已经提出了多种盲信道



估计方法,其中基于子空间和基于二阶统计特性的盲信道估计方法都可以很好地应用在 OFDM 系统中。

为了提高收敛速度,可以考虑采用半盲信道估计方法,它是在发送训练序列方法和盲信道估计方法之间做一个折中,也就是说,使用一定的训练序列并且使用盲信道估计的算法,这样就可以在较快的收敛速度下保证较好的性能。

6.5 其他信道估计方法

6.5.1 基于 AVSF 算法的信道估计

基于模糊推理的自适应变步长算法 (Adaptive Variable Step-size Based on Fuzzy Inference, AVSF) 简单稳定,能有效地跟踪时变信道的变化。步长增益 γ 作为模糊系统的输出,使得步长 $\mu_m(k)$ 随着步长增益 γ 的变化而变化,即

$$\mu_m(k) = \frac{\alpha\gamma}{\lambda + E\{|Y_m(k)|^2\}}, \quad 0 < \alpha < 2, \lambda \geq 0 \quad (6-14)$$

式中, γ 是模糊系统的逻辑输出,将输入变量变成合适的步长增益,输出的模糊逻辑映射没有涉及线性操作,这个可以避免由突发噪声引起的滤波混乱。AVSF 的算法定义为

$$\gamma(n) = \text{FIS}((\varepsilon_m(k))^2) \quad (6-15)$$

式中, $\text{FIS}(\cdot)$ 是模糊推理系统,其输入是错误符号 $\varepsilon_m(k)$, $\gamma(n)$ 作为输出对应步长增益。

(1) 隶属函数的选定

FIS 的输入变量 $(\varepsilon_m(k))^2$ 被分成 Small (S)、Medium (M)、Large (L) 和 Very Large (VL) 四个等级,步长增益 $\gamma(n)$ 被分成 Small (S)、Medium (M) 和 Large (L) 三个等级。它们的隶属函数是高斯成员函数,见图 6.6 和图 6.7。在图 6.6 中, small (S_c)、medium (M_c)、large (L_c) 和 very-large (VL_c) 输入变量的隶属函数的中心点分别选在 $0.02E[\bar{x}_m(k)]$ 、 $0.1E[\bar{x}_m(k)]$ 、 $0.5E[\bar{x}_m(k)]$ 和 $E[\bar{x}_m(k)]$ 。如图 6.7 所示, small (S_c)、medium (M_c) 和 large (L_c) 输出变量的隶属函数的中心点分别选在 $0.1\gamma_{\max}$ 、 $0.5\gamma_{\max}$ 和 $1.5\gamma_{\max}$ 。

(2) 模糊控制规则的选定

这里用的是 Mamdani 模糊推理模型,其推理规则是:如果 $A = \bar{A}_1$, 则 $B = \bar{B}_1$ 。



表 6.1 列出了 AVSF 的模糊推理规则。

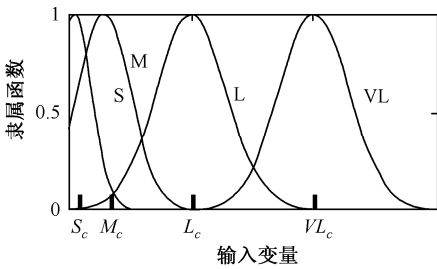


图 6.6 输入变量的隶属函数

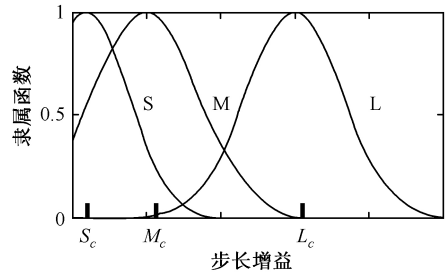


图 6.7 步长增益的隶属函数

对于模糊推理器的输出, S 模糊子集表明该算法收敛或者有很大的干扰噪声出现, 因此这个输出步长增益应该小一点; L 模糊子集表明自适应滤波器处在初始状态或者有不明确的系统变化, 因此步长增益应该大一点; M 模糊子集对应中间模糊状态使步长增益变化的更加稳定。

表 6.1 模糊推理规则

$(\varepsilon_m(k))^2$	S	M	L	VL
$\gamma(n)$	S	M	L	S

(3) 模糊聚集和解模糊化的过程

在模糊聚集的过程中, 我们首先利用极大算子把每个规则的所有输出聚集成步长增益 $\gamma(n)$ 的一个简单模糊集合, 然后把聚集的模糊值简化成一个清晰的值来控制步长增益 $\gamma(n)$ 的变化。这里解模糊的方法采用可以返回隶属函数曲线下的区域中心的质心计算方法。这个方法具体阐述如下:

$$\mu_k = \frac{\sum_{i=1}^q \mu_k(i) m_B(\mu_k(i))}{\sum_{i=1}^q m_B(\mu_k(i))} \tag{6-16}$$

式中, q 是用来逼近隶属函数曲线区域的分块数, $m_B(\mu_k(i))$ 是隶属函数在 $\mu_k(i)$ 处的值。

(4) AVSF 算法性能分析

图 6.8 是 AVSF 算法应用在低压电力线信道上的仿真图, 从图 6.8 中可以看出, AVSF 算法的信道估计值很接近实际值, 这表明 AVSF 算法有着很好的信道估计性能。

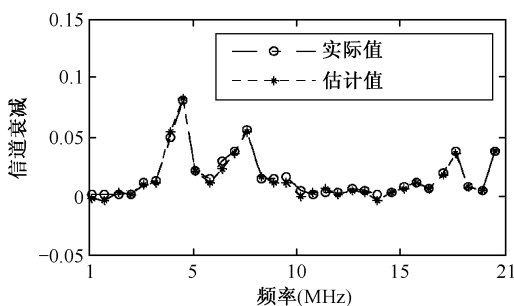


图 6.8 在 AVSF 算法下, 信道估计值和实际值的比较

6.5.2 基于自组织映射的循环平稳 PLC 信道的估计

根据 PLC 信道时变的特性, 提出了一种基于自组织映射 (Self-Organizing Map, SOM) 的直接判决估计方法, 在 PLC 时变信道上这种方法表现得十分有效。

假设接收信号为

$$R_n(k) = S_n(k)W_n(k) + D_n(k) \quad (6-17)$$

式中, $W_n(k)$ 是 PLC 的信道响应, $D_n(k)$ 是脉冲背景噪声。

文献[41]的作者已经提出了如何运用 SOM 在电力线 OFDM 系统中滤除和解调 M-QAM 信号的方法, 并且它是基于一个模型神经元的应用, 模型神经元集合 $\{C_n^1, \dots, C_n^M\}$ 里的每个元素对应于每个 M-QAM 信号子载波 n 。每一个神经元 C_n^i 跟踪其通信信号簇的中心位置。当信号 $R_n(k)$ 被接收时, 欧几里德范数最近的神经元 (称为最近匹配单元, BMU) 将会被选择, 即

$$c = \arg \min_{i=1, \dots, M} \left\{ \|R_n(k) - C_n^i(k)\| \right\} \quad (6-18)$$

因此, 传输的信号将会被估计为 $\hat{S}_n(k) = Q_c$ 。然后, 这些神经元的位置用以下式来调整:

$$C_n^i(k+1) = C_n^i(k) + \mu h_{ci}(R_n(k) - C_n^i(k)) \quad (6-19)$$

式中,

$$h_{ci} = \begin{cases} 1, & i = c \\ \frac{1}{h} \ll 1, & i = 1, \dots, M, i \neq c \end{cases} \quad (6-20)$$

μ 是一个固定的步长, 最近匹配单元沿着接收信号的方向移动, 同时其他的神经元也会稍微地改变。为了能进行相关检测, 应该以信道信息初始化这些神经元, 假设初始化的信道估计值为 $W_n(0)$, $n=1, \dots, N_c$, 这些神经元根据以下公式进行初始化:

$$C_n^i(0) = Q^i \cdot W_n(0), \quad i = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N_c \quad (6-21)$$

在成功接收的 OFDM 数据帧中, 神经元将会根据式 (6-19) 盲调整, 因此这种方法是一种直接判决估计方案。式 (6-19) 的一个缺点是在连续变化信道的情况下,



如一个循环稳定电力线信道，移动的信号和跟踪的神经元将会一直保持一个恒定的差距。事实上，SOM 规则，即式 (6-19) 起到一阶低通离散滤波器的作用，这里截止频率与步长大小 μ 有关。众所周知，一阶滤波器不能将一个具有稳定速率的输入滤成一个零误差的输出。另一个局限是，背景噪声通过一阶低通滤波器滤除，然而，这些噪声的滤除也许只有更高阶的滤波器才可以满足。

由于以上原因，引入一个改进的 SOM 方法使其比式 (6-19) 有着更好的跟踪能力，或者有着更好的噪声滤波能力。因此，设计一个离散线性 N 阶滤波器：

$$G(z) = \frac{b_1 z^N + b_2 z^{N-1} + \cdots + b_{N+1}}{z^N + a_2 z^{N-1} + \cdots + a_{N+1}} \quad (6-22)$$

这个动态变化的 $G(z)$ 将通过以下方程式应用在 SOM 中：

$$C_n^i(k) = b_1 R_n(k) + b_2 R_n^{i,1}(k) + \cdots + b_{N+1} R_n^{i,N}(k) - a_2 C_n^{i,1}(k) - \cdots - a_{N+1} C_n^{i,N}(k) \quad (6-23)$$

式中，

$$\begin{cases} C_n^{i,1}(k+1) = C_n^{i,1}(k) + h_{ci} [C_n^i(k) - C_n^{i,1}(k)] \\ C_n^{i,p}(k+1) = C_n^{i,p}(k) + h_{ci} [C_n^{i,p-1}(k) - C_n^{i,p}(k)] \\ R_n^{i,1}(k+1) = R_n^{i,1}(k) + h_{ci} [R_n^i(k) - R_n^{i,1}(k)] \\ R_n^{i,p}(k+1) = R_n^{i,p}(k) + h_{ci} [R_n^{i,p-1}(k) - R_n^{i,p}(k)] \end{cases} \quad (6-24)$$

$p=2, \cdots, N$ ，参数 h_{ci} 在式 (6-20) 中定义，BMU 通过式 (6-18) 计算，式 (6-24) 仅仅为 BMU 提供了滤波器参量的单步时移，并且使其他神经元的参量几乎保持不变，以便 BMU 根据式 (6-23) 更新。

这个模型给出了一个大体的框架用来定义不同的滤波方案，而基本的 SOM 是特定的。在大多数情况下， $G(z)$ 被定义成一个低通滤波器，并且主要的参数是截止频率。

适用于电力线通信的信道估计方法还有很多，有的是一些准则的改进，如 MMSE 和 LS 准则的改进，有的通过研究导频插入的方式来提高信道估计的性能，还有的就是研究一些新的算法，如通过引入鲁棒滤波器等方法提高信道估计的效率。

思 考 题

1. 阐述信道估计的常见方法。
2. LS 算法和 MMSE 算法有哪些不足？各有哪些改进算法？
3. 查询其他信道估计的方法，并和现有方法进行比较。
4. 指出盲信道估计的优势和不足，并思考其应用场合。

第7章 电力通信系统的构建

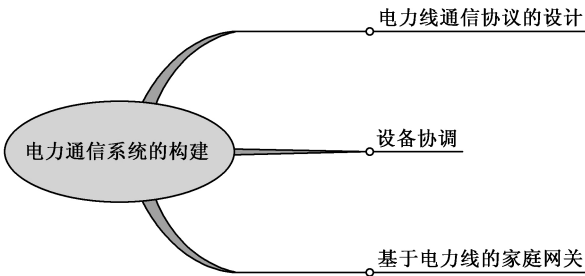


前言

如前几章所述，低压供电网络由于电磁兼容等特点而造成网络本身低数率传输和敏感的问题。为了解决这些问题，确保数据在电网上的传输，进而实现宽带接入，我们必须应用各种传输机制和通信协议。就如前面所说，电力线是由一些网络单元实现的。简单地说，在电力线通信中，传输的发生在基站和调制/解调器之间，它们连接着电力线通信的用户和设备。本章主要介绍网络单元中的通信协议和与外围设备的协调，这些也适合于宽带电力线通信。



本章概要



无论天资有多么高，他仍需学会技巧来发挥那些天资。



7.1 电力线通信协议的设计

在大多数情况下,为了实现业务互通和信息交换,电力线网络需要与其他机构的网络互连。但在实际应用中,不同低层网络技术、不同的厂商设备种类繁多,实现方式差异很大,导致了互连的复杂性。要实现来自不同网络、不同制造商设备在不同层次上灵活的互连,整个通信网必须提供一种体系架构、定义标准的接口,以隐藏不同低层物理网络是实现细节和差异,将不同的网络集成为一个协作的整体,使得任意两个网络设备在这个体系结构下,只要在某一共同的层次上遵守相同的通信协议,就可以实现在该层次上的互连互通。

7.1.1 协议模型分析

电力线通信网络是由随参信道和许多网络节点构成的一个较为庞大的系统。对于这种复杂系统,为了简化系统的设计,通常把系统组织成分层的体系结构,即把系统的功能进行分解,定义出各个组成部分的功能,从而达到系统设计的目标。参照 OSI/RM 规范并结合电力线载波通信的特点,将系统简化为最小网络结构。

1. OSI 模型的基本原理

国际标准化组织于 1979 年年底公布了开放系统互连参考模型 OSI/RM(Reference Model of Open System Interconnection),所谓开放系统是指遵从国际标准能够通过互连而相互作用的系统,OSI/RM 为开放系统互连提供了一种功能结构框架,是开发各种网络协议标准的基础,它将网络分为七层,即物理层、数据链路层、网络层、传输层、会话层、表示层和应用层。通过严格遵守 OSI 模型,不同的网络技术之间可以轻易地实现互操作,其模型如图 7.1 所示。

OSI 网络模型各层的主要功能与作用:

物理层 (Physical Layer): 通信信道上比特位的传输。它确保从源设备发送的比特位能准确地传输到目的设备。

链路层 (Data Link Layer): 介质访问的方法和数据的编码,以确保在单个通信信道上介质的有效使用。物理层中的比特位被封装成数据帧,规定何时源设备能够发送数据帧,以及目的设备如何接收数据帧和检测传输差错,还定义了优先机制来确保重要消息的传输。

网络层 (Network Layer): 把消息包从源设备路由传送到目的设备。它定义了设备的命名和地址以保证消息包能够正确传输,还定义了源设备和目的设备处于不同的通信信道时消息包的路由方法。



传输层 (Transport Layer): 确保消息包的可靠传输。使用一种确认服务在发送设备和接收设备之间交换消息包。发送设备在向接收设备发送一次消息包后, 等待从接收设备返回的确认信息, 在一定时间内没有收到确认信息, 发送方将重发一次。同时还定义了由于确认信息的丢失而产生的重复发送消息包的检测和丢弃。

会话层 (Session Layer): 将控制信息加入下层的交换数据中。它支持的远程功能让客户得到远程的服务, 让接收方从消息包中判断发送方是否有权发送该消息包。

表示层 (Presentation Layer): 将下层的交换数据进行编码。消息被编码成为网络变量, 应用消息或外部帧。标准网络变量类型提供网络变量的互操作编码。

应用层 (Application Layer): 在下层的交换数据中添加应用功能。标准对象通过从下层交换数据的公共语义解释来提高互操作性。当网络变量更新时, 公共语义解释能够让不同的应用进程进行公共动作, 它还定义了文件传输协议, 规定了进程之间进行的数据流传输。

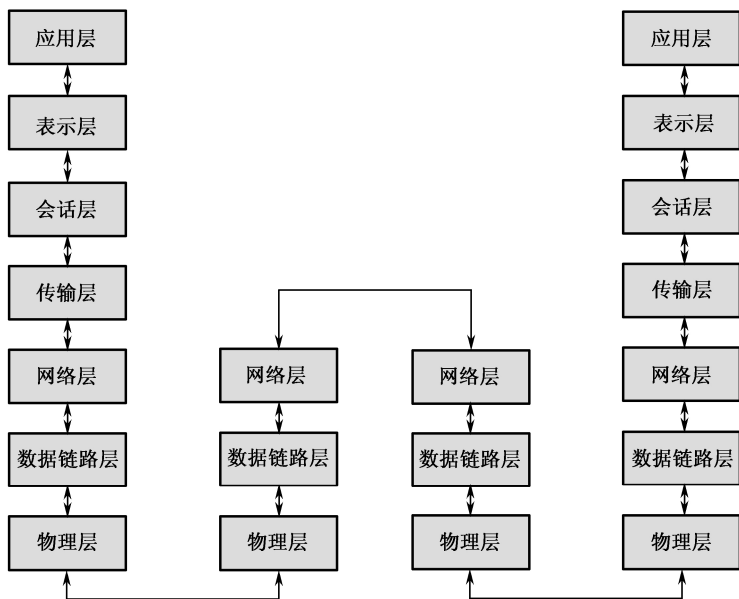


图 7.1 OSI 模型

2. 现有的家庭总线协议

协议是实现网络通信的基础, 随着家庭、楼宇自动化技术的发展, 自 20 世纪 90 年代以来, 诞生了众多面向家庭网络的通信协议。目前国际上应用较为广泛并且相对成熟的协议有十余种, 如美国的 X-10、LonTalk、CEBus 标准, 欧洲的 EIB 标准, 日本的 HBS 标准等。由于目前不同系统的协议之间不兼容, 还没有一种协议在应用中占有绝对的优势, 下面是关于这些协议的讨论和对比。



(1) X-10 协议

X-10 是利用电力线载波方式进行家庭自动化信息传输的协议,该协议无须重新布线,对要求成本低廉的应用而言是最好的选择。X-10 采用调制方式传送,有较高的抗干扰能力,可靠性较高,但传送速率较慢,只适于低速网控制。

X-10 是以 50 Hz 或 60 Hz 为载波,再用 120 kHz 的脉冲调制发展出来的控制技术,信号的传输是利用市电电源的正弦信号的过零点来进行的。X-10 协议出现较早,与后来出现的复杂的总线协议相比,结构比较简单,120 kHz 的电力载波的带宽有限,不能传送大量的信息,120 kHz 的电力载波也易受干扰。X-10 的特点是结构简单、价格低,因此被广泛应用于家庭应用场合,如安全监控、家用电器控制、室内照明控制、住宅仪表数字读取等方面。

(2) LonTalk 协议

LON (Local Operating Network) 是美国 Echelon 公司于 1991 年推出的局部操作网络,为集散式监控系统提供了强大的实现手段。LonTalk 协议由各种允许网络上不同设备间彼此智能通信的底层协议组成,提供一整套通信服务,这使得设备中的应用程序能够在网络上同其他设备发送和接收报文,而无须知道网络的拓扑结构或者网络的名称、地址或其他设备的功能。在 LonTalk 协议的协调下,以往那些孤立的系统和产品融为一体,形成了一个网络控制系统。它最大的特点是对 OSI 七层协议的支持,是直接面向对象的网络协议。通信介质不受限制,包括电力线、双绞线、无线 (RF)、红外 (IR),以及同轴电缆和光纤,并可在同一网络中混合使用。

(3) CEBus 协议

CEBus 总线是为家庭消费类电子产品而制定的协议标准,物理层是开放的,支持多种通信介质,其中以电力线的应用最为广泛。它的总线网络拓扑结构可以是总线形、星形、树形或混合型,总线中的每个节点的地位都是平等的,不需要一个主控设备。CEBus 协议对 OSI 网络参考模型做了简化,仅包括物理层、数据链路层、网络层和应用层。对于多节点竞争访问网络资源的解决方法是采用冲突检测和冲突分辨协议 (CSMA/CDCR),网络中各节点的控制关系通过绑定来实现。

(4) EIB 协议

欧洲安装总线 (European Installing Bus, EIB) 是一个在欧洲占主导地位的楼宇自动化和家庭自动化标准,是由 Siemens、ABB 等一些知名企业首先提出的,出现较晚但是发展比较迅速。与 CEBus 类似,EIB 也是一个开放的协议,同样采用双绞线、电力线、同轴电缆等通信介质,其中应用较为广泛的是双绞线和电力线。EIB 通信协议遵循 OSI 七层模型。在介质访问子层,EIB 采用带冲突检测的载波侦听多路访问 (CSMA/CA) 协议。网络层主要用来设置节点间通信所经过的路由器的最大数目。传



输层支持面向连接和面向非连接的两种服务。

(5) HBS 协议

HBS 的全称是家庭总线系统 (Home Bus System), 它是由日本电子工业联合会/无线工程电子协会 HBS 标准委员会于 1997 年制定的。

HBS 以双绞线和同轴电缆为通信介质, 介质的最大长度为 200 m。HBS 有控制通道和信息通道之分, 控制通道用于低速数据的传输, 信息通道用于高速数据的传输。控制通道最多可以有 64 个节点, 传输速率为 9.6 kbps。HBS 对 OSI 七层模型做了精简, 由三层结构组成, 分别为物理层、数据链路层和网络层, 类似于现场总线。在介质访问子层, HBS 采用带碰撞检测的载波侦听多路访问协议 (CSMA/CD)。根据网络层的规定, HBS 的子网之间由路由器连接, HBS 的子网和其他网之间用网关连接。但是, HBS 不支持电力线和无线传输, 这些不足限制了它的使用范围。

3. 各种总线协议的分析比较

从 OSI 网络模型与各种应用于家庭自动化的网络可以看出, 几乎所有的协议都是以 OSI 网络协议的参考模型为样本, 根据行业的应用特点, 进行剪裁与修改的。从体系结构上可以看出, 可应用于低压电力线的网络协议大都只有三层或四层: 物理层、数据链路层、网络层、应用层 (或应用层包含网络层)。国外的这些协议在欧美国家占有绝对优势, 在我国应用起来还有相当大的困难, 但是可以参考这些协议得出一些结论, 国外的协议从可靠性的角度出发, 都会考虑以下一些重要功能:

① 数据丢失与重传机制。协议必须提供可靠性, 如果出现报文丢失时, 必须有错误恢复机制。前述几种协议及模型, 都是采用了 AQR 重传机制来恢复报文丢失。接收端发送确认 (ACK) 报文来通知另一端数据接收成功。

② 信息编码与差错控制。在实际信道传输数字信号时, 由于信道的传输特性不理想及加性噪声的影响, 所收到的信号会不可避免地发生错误。在采取适当的硬件设备以获得好的信道性能后, 则可进一步采取信道编码, 即差错控制编码的方法, 进一步提高通信的质量。

③ 连接管理与网络寻址。连接管理功能涉及连接状态的建立与关闭, 以及在出现异常情况时的处理。网络寻址是将信息正确传送到目的地, 是通信介质信道的共享处理机制。

7.1.2 低压电力线载波通信协议的设计

1. 协议的基本要求

制定数据通信协议 (DCP) 规范的方法依赖于最新的标准和服务实体的集合。组成协议层的不同服务实体的方法要保证整个系统的平衡性和稳定性。协议的选择



取决于以下各种因素：

- 寻求在低波特率和高传输次数下的高效率；
- 寻求通往集中器节点的最佳通道；
- 电力线信道作为通信信道的干扰；
- 对网络互连的要求比较低，但管理自动化功能要好；
- 成本比较低。

局域网协议的标准在很大程度上取决于网络的拓扑结构和访问方式，例如，CSMA/CD 总线网络和令牌总线网络具有同样的物理结构，却可以采用不同的访问方式，从而产生不同的协议标准。对于 PLC 网络，目前只是针对网络的载波频率、调制方式、信号编码等做了初步规定，还没有专门针对 PLC 的网络特点建立专门的 MAC 协议标准。现有的通信协议 DL/T 645 主要目的是用于本地数据交换，不能很好地满足网络通信的要求。因此，本文在此协议的基础上，对部分内容做了扩充，主要体现在帧格式中对中继路由表的支持和物理地址设置两个方面。

鉴于上述原因，本文采用包含三层的规范，为电力线载波应用提供了足够的寻址能力。三层结构的主要优点是数据吞吐量高和接收数据复杂度低。三层结构的层次划分，从低到高为：物理层、数据链路层、应用层。前两层描述通信实体的对称性行为。由于应用层可能采用不同信息规范，因此不满足对称性。

2. 数据传输原理

一般来说，通信协议需要满足几个要求：

- 独立于物理网络拓扑结构；
- 独立于硬件设计；
- 独立于调制方案。

网络通信由“启动方”（集中器）对其下属的所有“服务器”（采集器）进行组织和管理。只有当“启动方”发出请求时，“服务器”才可以访问介质。路由协议嵌于“启动方”（集中器）的应用进程中，在比较恶劣的传输环境下（如高噪声、强衰减等），必须能够提供中继机制来保证整个网络的有效通信。

3. PLC 通信协议模型

（1）物理层

物理层有两个目的：提供设备与物理传输介质（电力线）之间的接口；通过传送二进制码元完成从数据源到目的地址的数据传输。电力线并不是一种特别适合通信的媒介，干扰和噪声都比较大，信道环境恶劣。数据传输的调制方法和编码方式都会影响其可靠性。

(2) 数据链路层（添加 MAC 层和 RLC 内容）

在低压电力线载波自动抄表的系统中，数据链路层采用主从结构的半双工通信方式。载波集中器为主站，采集器或其他数据采集终端为从站，采集器都有自己的地址编码。通信链路的建立和解除均由主站发出的信息帧来控制。每帧由帧同步头、从站地址域（被叫地址）、控制码、数据长度域、数据域、帧信息校验码 6 个域组成。每部分由若干字节组成。

① 字节格式。每字节数据采用高位在前，低位在后的同步传输方式，即每字节为 8 bit 二进制码，先传高位、后传低位。

② 帧格式。帧是传送信息的基本单元，帧格式的设计是对 DL/T645—1997 通信规约的扩充。因为 DL/T 645—1997 规约是以本地数据交换或总线型数据交换为目的，没有考虑中继转发的编码机制，因此对于电力线载波通信而言，在保留 DL/T645—1997 所有条款的基础上，对帧格式进行了重新定义，增加了中继路由表，以便能够支持对中继转发的控制，进而实现自动路由搜索。另一方面，由于电力线载波信道的固有特性（如强衰减、高噪声、负载阻抗时变性等），为了保证通信的可靠性，要求帧长度不能过长，通常帧长度小于 63 字节。集中器的命令帧和采集器的应答帧都是通过修改控制码的内容实现的，同时，通过修改控制码还可以实现功能编码，如读/写数据、广播校时、更改通信速率等。帧格式如表 7.1 所示。

表 7.1 载波帧格式

说 明	代 码	长 度
预同步头	48 bit (OFFH)	6 字节
帧同步头	09H AFH	2 字节
地址域	被叫地址域	6 字节
控制码	C	1 字节
数据长度域	L	1 字节
中继路由表	中继地址 1	每个地址 6 字节
	...	
	中继地址 N	
	目的地址	
路由级数	K	1 字节
数据域	DATA	L 字节
校验码	CSL CSH	2 字节

PLC 协议主要解决的是上行信道媒介共享问题。为了避免用户之间的冲突，提高上行信道的利用率，引入了准同步的机制。建立准同步机制可以使宿主端和客户端的



整个网络具有统一的时间概念。注册用户 in 宿主端分配的时隙内发送请求，并由宿主端分配信道资源，这样可以避免冲突，使信道得到充分的利用。另外，OFDM 是电力线 Modem 中普遍采用的一种调制技术，但 OFDM 更多的只是一种物理层传输技术，缺乏对用户隔离的考虑。要在 OFDM 系统中实现多用户接入，需要考虑用户间的隔离问题。而现有的电力线载波通信 MAC 层协议大多是建立在基于应答机制的 ALOHA 协议或轮询（Polling）方式上，此类利用载波侦听模式的 MAC 层协议在电力线接入网中可以实现用户隔离，但带宽利用率非常低，在实际应用中通常只能达到 30% 以下，性能不尽如人意。

（3）应用层

应用层定义了具体命令，包括主站请求和从站应答两个方面。应用层协议主要完成电力线抄表系统的读数据、写数据命令，还可以进行广播校时、写设备地址、修改密码等。

（4）网络管理

这种分层通信结构需要增加一个管理通信参数和分配通信资源的标准。这些资源和参数由 MIB（管理信息数据库）数据库中的特定对象表示。此时，可以把其他信号比较好的采集器作为中继，通过迂回路实现数据的传输，提高接收成功率。

7.1.3 MAC 层结构

PLC 网络的 MAC 通信协议是一个非常重要的协议，在很大程度上影响了 PLC 网络的性能，特别是数据传输速率。MAC 层的基本任务是控制连接到一个通信网络上的使用所谓的共享传输媒质的多个用户的接入，以及来自不同用户的各种电信服务的信息流的组织。一般来说，对于任何电信网络来说 MAC 的功能可以划分为以下几个：

- 多路访问方案；
- 资源共享；
- 传输控制。

多路访问方案就是建立了一个把传输资源划分为不同的接入部分的方法，这可以使一个网络基站传输各种类型的数据。多路访问方案的选择依据是物理层应用的传输系统及其特点。在确定多路访问方案后，紧接着我们需要的是规定 MAC 层协议的资源共享策略。MAC 层协议的任务就是使用相同的共享网络资源的多个用户的接入的组织，这是由所选的多接入方案提供的接入部分的管理来实现的。MAC 在控制上行和下行的传输方向的功能之一就是双工模式。其他的传输控制功能，如传输方案、允



许接入控制等，可以在更高的网络层来实现，但是或多或少地要在 MAC 体现。在任何情况下，为了满足各种各样电信服务的 QoS 要求，MAC 及其协议必须支持不同的传输方案的步骤的实现，同样也要支持 MAC 机制的实现。

1. MAC 层技术要求

这里我们将描述宽带电力线通信接入网的 MAC 层特点，详细说明 PLC MAC 层的技术要求。

(1) PLC MAC 层的特点

MAC 层是所有的具有共享传输媒质的电信系统的一般协议架构的一个重要组成部分，有多种不同的实现。MAC 层协议的开发需要根据特定的通信网络的特点，包括通信网络的详细的传输特点、使用环境和使用目的等。电力线通信接入网的特殊性体现在它特殊的传输媒质（如低压供电网络），在供电网上由于大量噪声干扰的存在只能提供有限的数据传输速率。另一方面，为了确保和其他接入技术的竞争力，电力线通信必须要提供一个广泛的电信服务并且要确保一个令人满意的 QoS。

以下的四个因素直接影响到 PLC MAC 层和它的协议，网络拓扑、干扰噪声、电信服务和应用传输系统，如图 7.2 所示。

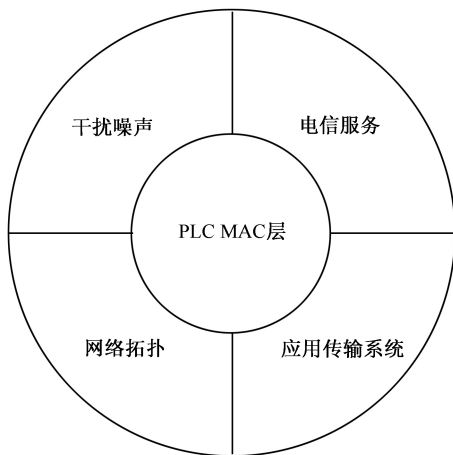


图 7.2 PLC MAC 层的环境

电力线通信接入网的网络拓扑是由低压供电网的拓扑给定的，具有物理的树形拓扑。但是，为了高层网络层次（物理层以上）的研究，如 MAC 层，PLC 接入网可以当做一个具有很多的网路站点使用相同的传输媒质和基站通信的逻辑总线系统，基站连接了 PLC 网络和 WAN。对于在 PLC 网络上引起干扰的不同种类的噪声和应用的各种各样的电信服务的研究需要一个适当的模型。干扰和传输模型我们在前文已经有详细的介绍。我们也在前面提出宽带 PLC 传输系统的两个适当的实现方式：OFDM



和扩频通信方案，在 PLC MAC 层的开发中同样需要考虑它们的特点。

(2) PLC MAC 层的要求

多路访问和 MAC 层协议资源共享策略是 MAC 层核心，如图 7.3 所示。正如上面所讨论的，多路访问将构建一个将传输资源分割成接入片段，它依赖于物理层的实际传输系统及其特点。在 PLC 系统中，多路访问必须要适用于 PLC 网络（如扩频或 OFDM）。另一方面，MAC 的任务是采用相同共享网络资源的多个用户的接入组织，这就要靠由多接入方案指定的接入片段的管理来保证。因此，MAC 层协议必须适合于所采用的多路访问方案。

正如前文所讨论的，PLC 接入网是在非常恶劣的噪声环境下工作的，这些噪声影响了整个的 PLC 协议栈，对数据传输产生了干扰。所以，PLC 网络的多路访问方案和 MAC 层协议必须足够强壮来应对干扰的出现。进一步讲，PLC 网络中恶劣的噪声环境也使得我们采取了各种差错控制机制。因此，多路访问和 MAC 层协议必须采用综合差错控制机制，如 ARQ。

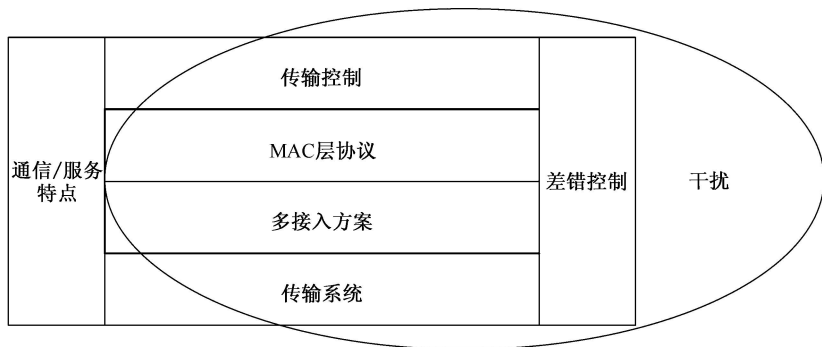


图 7.3 MAC 层架构

另一方面，PLC 接入网必须要提供一定数量的电信服务以及各种传输类型的 QoS，所以，多路访问和 MAC 协议也必须适合于各种 QoS 要求，这里的 QoS 要求是由不同的电信服务所确定的。QoS 也涉及另外的传输控制机制的应用，包括双工模式、传输方案和允许控制等。然而，传输控制也必须足够强壮来应对干扰，同样也要允许差错控制机制的应用。

对 PLC MAC 层更进一步的要求就是一些好的网络应用确保 PLC 网络经济效益，这可以由多路访问提供的可用传输资源的最优化管理来实现，与传输控制和差错控制一样，都是由 MAC 层协议具体执行的。

正如前文所讨论的，多路访问方案就是建立一个把传输资源划分为不同的接入部分的方法，它使多个用户使用各种各样的电信服务。在多个用户共享传输媒质的情况



下,从各个用户发出的电信信号必须在分割开的接入部分传输,这是由多路访问方案提供的,从而确保无差错的通信。为了达到这个目的,当来自不同的用户的信号在一个共享媒质中传输时,它们相互之间必须是正交的。

2. 多路访问方案

在实际应用中,两个使用相同传输媒质的不同信号之间不可能达到这么精确的正交。但是,如果不同信号之间的影响足够小的话,在通信系统中还是可以接受的。目前在各种通信系统中一般采用如下所列的三种多路访问方案:

- 时分多址——TDMA, Time Division Multiple Access;
- 频分多址——FDMA, Frequency Division Multiple Access;
- 码分多址——CDMA, Code Division Multiple Access。

这三个基本的多路访问方案在应用中也可以有各种各样的组合。

(1) TDMA

在 TDMA 方案中,时间轴被分为所谓的“时隙”,这代表了由多路访问方案所提供的传输资源的接入部分,如图 7.4 所示。每一个时隙确保一个预先确定的数据单元的传输,这个数据单元可以是语音样本、数据包等各种不同的信息。一般来说一个时隙只供一个用户使用,在时隙内传输的数据单元使用全部传输媒质的可获得的频谱来传输。

如果没有时隙的分割,在时域的资源分割是无法非常理想地实现的,因此要在两个时隙之间采用所谓的“保护间隔”来确保两个相邻的时隙间的数据不会相互干扰。在一个 TDMA 系统中,时隙可以是固定的也可以是变化的。相应地,传输的数据数据单元的长度既可以是固定的大小,也可以是变化的。在 TDMA 系统中,时隙一般用帧来组织。

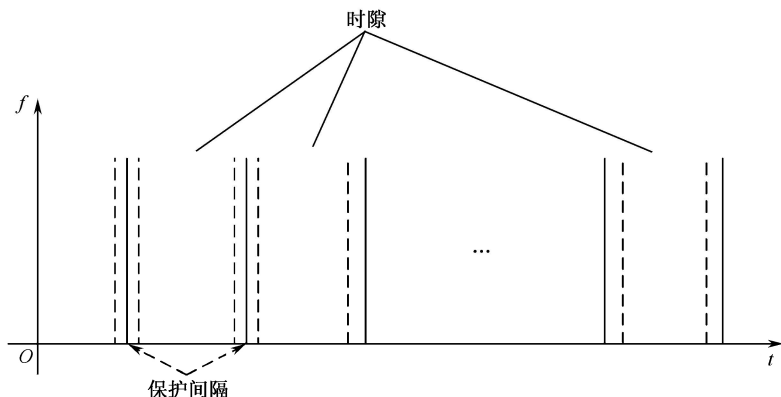


图 7.4 TDMA 原理



(2) OFDM/TDMA

OFDM/TDMA 中，在一段时间内将全部的带宽资源（所有子载波）分配给一个特定的用户，即在单个 TDMA 帧内，所有子载波在几个时隙内为某个用户独占。这种 OFDM/TDMA 的时间带宽资源分配方式可以看做将全部资源（时间、带宽）在时间轴上进行分割，如图 7.5 所示。在以时间和频率为坐标轴的二维平面中，图中的各个时隙表示分配给不同用户的时间资源。每个用户在各自所占用的 OFDM 符号内拥有全部带宽资源（全部子载波），这是一种以时间区分用户的多址接入方式。

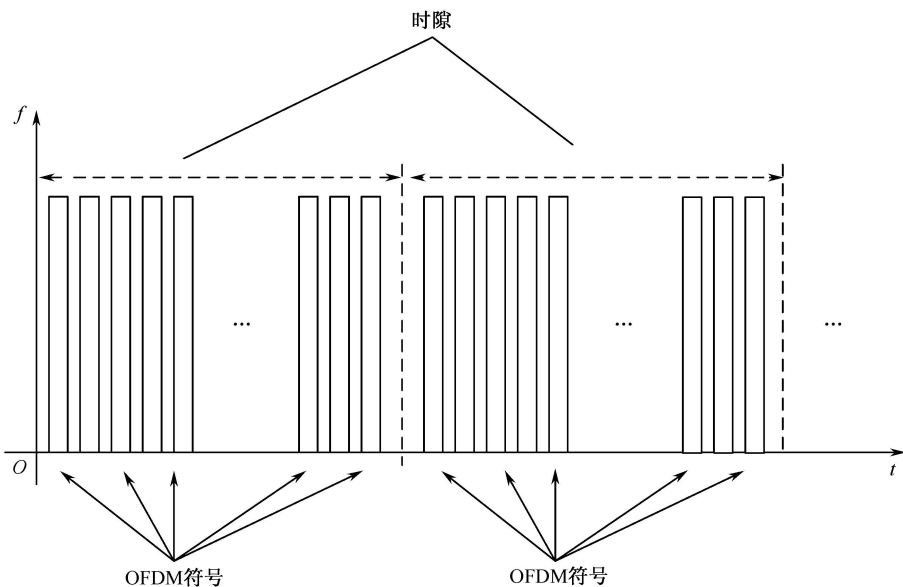


图 7.5 TDMA/OFDM 原理

(3) FDMA

FDMA 将可使用的总频谱资源划分为不同的部分以便分配给不同的用户接入。

FDMA 提供了很多传输信道，代表着网络资源的接入方式，如图 7.6 所示。信道的数据率和分配给信道的频带宽度有关。和 TDMA 系统一样，将频率动态地分配给特定的传输信道，FDMA 系统也可以实现固定的或变化的数据率。为了确保各个子信道之间的正交关系，在 FDMA 频带之间要保留一个保护间隔。

相比于 TDMA，FDMA 的最大的优点就是在对抗窄带干扰和频率选择性衰落上的优势。在对抗窄带干扰和频率选择性衰落时，通过给在受影响的频带上的连接重新分配其他的频谱资源可以很容易地避开干扰。同样的原理可以应用于回避临界频率，这些频率可能因为 EMC 而使 PLC 无法使用。

FDMA 方案可以应用于各种不同的传输系统，比如说基于扩频或 OFDM 的传输系统，这正是被认为非常适合宽带电力线通信系统的调制方式。在 SS/FDMA 系统中，



数据传输是在 FDMA 提供的频带内组织的。因为频率在多个子信道上的划分, FDMA 在基于 OFDM 传输系统的应用上出现了 OFDMA (OFDM Access) 方案。由于 FDMA 方案在对抗窄带干扰上的优势, OFDMA 被认为是最合适 PLC 通信网多路访问的解决方案之一。

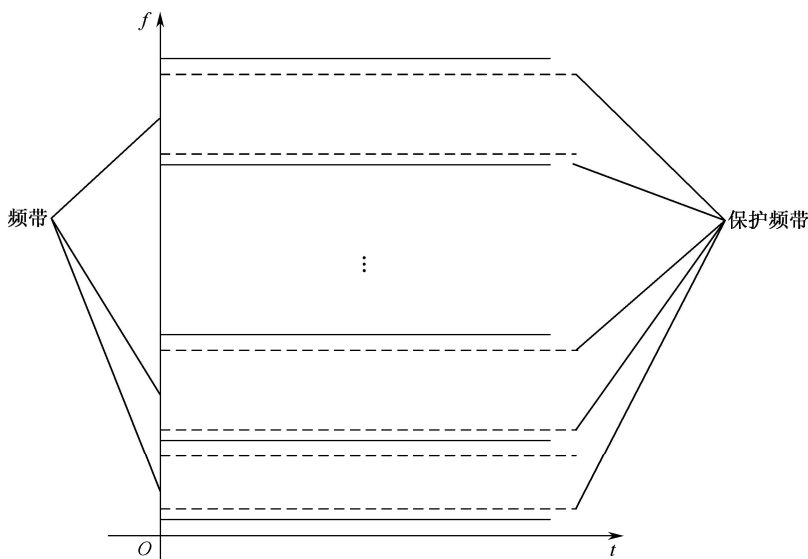


图 7.6 FDMA 原理

(4) OFDMA

OFDMA 将传输带宽划分成正交的子载波集, 通过将不同的子载波集分配给不同的用户, 可用带宽资源可以灵活地在不同的终端之间共享, 从而避免了不同用户间的多址干扰 (MAI)。如图 7.7 所示, CH 代表不同的子载波集, 它们在频率上是正交的。OFDMA 方案可以看做将资源 (时间、带宽) 在频率上进行分割, 从而实现多用户接入, 是一种以频率来区分用户的多址接入方式。

OFDMA 方案将所有载波的确子集分配给每个用户。这种分配表现为一种纯粹的数字化子载波管理, 这种子载波分配不是固定的, 可以采取自适应方式。对于有效的多址接入方案, 当其进行时间和带宽资源分配时应满足高度适应性。具体表现在: 一方面, 应选择频率选择性信道的特性, 这一点在电力线通信系统中要特别的注意; 另一方面, 要满足用户对不同的或可变的数据速率的需求。在 OFDMA 系统中, 这种适应性可由恰当选择与每个用户相关的子载波而得到满足。每个用户经历不同的信道干扰, 可以通过只将具有高信噪比的子载波, 也就是通信条件比较好的子载波分配给每个用户来实现, 而且特定用户的子信道数数目可以依据要求的数据速率进行变化。OFDMA 上行链路的基带系统模型如图 7.8 所示, 在系统中共有 $M \times L$ 个子载波, 分配给 M 个用户, 每个用户有 L 个子载波。首先对 m ($m=0, 1, 2, \dots, M-1$) 个用户的



输入数据进行编码，之后将已编码的比特序列映射成 L 个复调制符号 $D_l^{(m)}$, $l=0, \dots, 1$ ，再分配到该用户的 L 个子载波上。

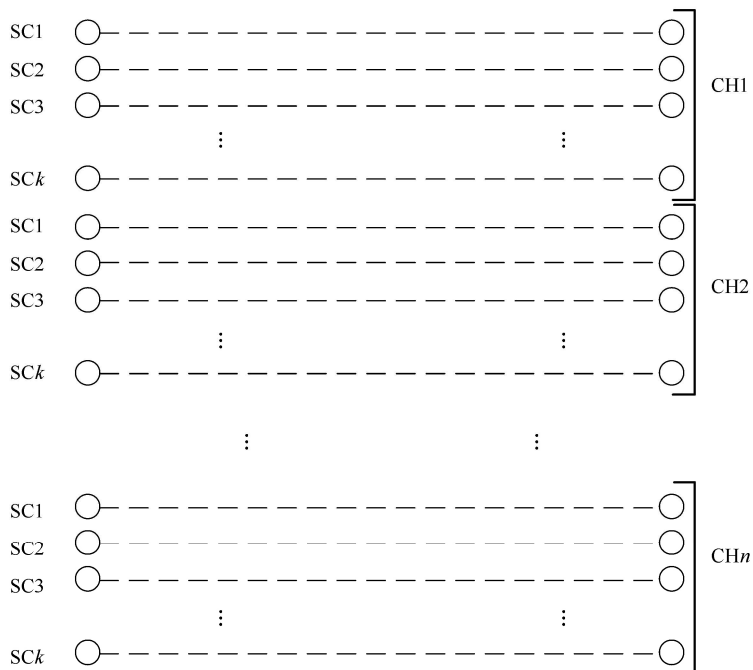


图 7.7 OFDMA 信道结构

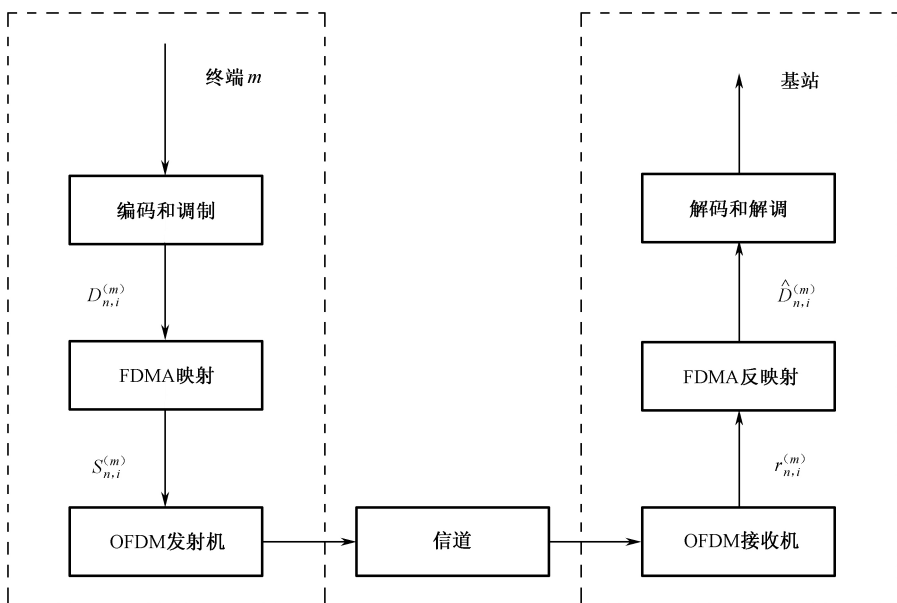


图 7.8 OFDMA 系统框图



(5) CDMA

电力线信道的时间弥散性会限制电力线信道传输速率的提高。这是因为在电力线环境中,由于存在多径效应,到达接收机的信号是由一些通过不同路径到达的信号叠加而成的。这些幅度和时延不同的信号互相叠加会造成接收信号的失真。特别是在高速数据传输中,当路径的时延扩展大于传输数据周期时,信号间的干扰更加严重。另外,当数据传输速率较高时,信号占用的频带会变宽,当信号带宽接近或大于信道相干带宽时,信道的时间弥散将对接收信号造成频率选择性衰落。因此在复杂多变的电力线信道中,需要设计出性能良好的能够抗多径干扰的技术,对信道具有很强的适应能力。

码分多址技术(Code Diversion Multiple Access, CDMA)是一项技术成熟、很有前途的技术。窄带信号通过与扩频信号相乘而扩展为宽带信号后进行传输。使用的扩频信号可以是伪随机代码序列,码片速率比原数据速率高若干个数量级。CDMA 技术能让很多用户共享相同的频谱资源,并且不会产生明显的干扰,因此在多用户情况下可以提高频谱效率。通过扩频技术不但可以将某一特定扩频信号从其他信号中恢复出来,还能有效地对抗窄带干扰,这一点在前面扩频调制部分我们已经讨论过,同时也具有良好的抗多径干扰特性。

CDMA 技术和 OFDM 技术各有利弊,很自然地想到将两者结合起来,取长补短,以求达到更好的通信传输效果。总结目前提出的以 OFDM 和 CDMA 为基础的多载波 CDMA 方案,它们可以分为两大类:一类是用给定的扩频序列对经过串/并变换的数据流进行扩频,也就是在对应的每路载波上进行类似 DS-CDMA 的操作,即在时域上进行数据扩频;另一类使用给定的扩频序列对原始数据流扩频,用扩频序列中对应的各个码片将数据扩展到不同的子载波上,即在频域上进行扩展。

3. 资源共享策略

资源共享策略——MAC 协议的任务就是组织共享网络资源多个用户的接入,这是通过管理多路访问方案所提供的网络资源的接入来实现的。下行方向的传输是比较容易实现的,因为这时的传输完全是由基站控制的。在下行传输时,基站向一个或多个网络用户传输数据,或者基站向整个网络发送广播数据。不管什么情况,在传输媒质上只有来自基站的数据包,各个用户之间也不存在同步问题。

相反地,在上行传输时,多个用户必须竞争使用接入媒质。网络中的用户都是独立运行的,并且它们在任何时刻都可能要有数据需要发送,所以在上行时传输必须要由 MAC 层协议来组织传输,从而确保每个用户可以公平地使用网络以及避免来自不同用户的数据包的冲突。在这一部分,我们的重点是根据 PLC 网络的要求应用于 PLC 系统的 MAC 协议。



(1) ALOHA 协议

单纯的 ALOHA 协议是第一批在数据网络应用中被提出的访问技术,被认为一种低实现复杂度和简单操作原理的协议。根据单纯的 ALOHA 协议,一个网路站不需要通过与其他网路站协调就可以实现数据包的简单传输。因此,多个网路站同时进行数据包的传输是可能的,但这样将导致数据包的冲突。于是,由两个不同的网路站 A 和 B 产生,并同时传输的数据包将发生冲突。此时,两个网路站的数据包都被破坏。在冲突发生后,网路站将在随机等待合适的时间后进行数据包的重传。重传也有可能发生冲突,那么将引发新一轮的重传。

ALOHA 协议的随机性导致了很低的网路利用率(最大为 18%),另外,如果网路负荷超载,ALOHA 协议也会因为不稳定的网路行为而导致崩溃现象(网路使用率几乎为零)。由于这些原因,可以说单纯的 ALOHA 协议不适合 PLC 网络访问的应用。

单纯的 ALOHA 协议的表现可以因为被称为“有时隙 ALOHA 协议”的应用而得到提高,在这种协议中,传输信道将被划分为不同的、大小等于传播数据包持续时间 t 的时隙。网路站只能在时隙的开头开始数据传输。因此,在生成数据包 A 后必须等待下一个时隙的开始才能进行数据传输。在时隙 ALOHA 协议中,冲突只能在两个或多个网路站在同一个时隙内传输数据包时才发生。

(2) CSMA 协议家族

载波侦听多路访问协议(CSMA)是一组带载波侦听的 MAC 协议,也包含可以有效减少冲突的途径。将要进行传输数据的网络站通过 CSMA 检测是否有其他网络站后再进行数据传输,如果网路在忙碌状态,则此网络站将不进行数据传输以避免发生数据冲突。

CSMA 协议有两种基本的分类:

- 非持续的 CSMA;
- 持续的 CSMA,我们经常将其分为 1-持续性和 p -持续性协议方案。

与非可持续性 CSMA 一致的是:在一个数据包形成后,网络站侦听传输媒介,如果是空闲状态,则网络站进行数据传输。如果在一段时间后仍没有收到接收站(基站)发送的数据包的接收确认应答信息,则数据包发生冲突或者因为扰乱而丢失。在后一种情况下,扰乱可以使数据包或者基站的应答信息都有可能发生丢失。

在任意情况下,只要没有收到应答信号,网络站都将等待一段随机时间再次侦听媒介,如果侦听结果为忙碌,将进行数据存储并在一段随机时间后再次进行尝试。

与 1-持续性 CSMA 协议相反,在网路站侦听媒介为忙碌后继续不断侦听,并且在侦听到媒介空闲后立即进行数据包传输(概率为 1)。如果在规定时间内没有收到应答信号,网络站存储数据,并在一段随机时间后再次侦听媒介。



在 p -持续 CSMA 情况下,网路站侦听传输媒介。在侦听到媒介为空闲时,以概率 p 进行数据传输,或者以概率 $1-p$ 在等待一定时间后再次侦听媒介。如果传输系统是时隙的,网路站将等待一个或多个时隙再次进行侦听。在一个不成功的数据包传输后(没有收到应答信号),网路站存储数据并且在等待一段随机时间后再次侦听媒介。当 $p=1$ 时, p -持续 CSMA 将变成 1-持续性 CSMA 协议。

(3) ISMA 协议

CSMA 协议提供的侦听功能有可能因为隐藏的终点问题而失败,这种问题存在于 PLC 和其他通信系统。一种叫做抑制多路侦听访问协议 (ISMA) 在无线网络中被用来处理隐藏终端现象。为了与 ISMA 协议保持一致,一个中央网络节点 (PLC 基站) 观测上行传输信道的数据并且通过广播信道通报上行信道的情况给网路站。因此,网路站不再需要侦听其他网路站来判断信道是否忙碌,而是直接从基站得到消息。通过这种方式解决了隐藏终点的问题,网路中的冲突问题得到了解决,从而网路质量也得到了提升。

ISMA 协议也同样可以看做 CSMA 的扩展实现,侦听功能通过抑制侦听得到扩展,信道数据通过广播信道得到。相应地,ISMA 被认为非持续的、1-持续的或者 p -持续的。此外,ISMA 协议可以采用时隙协议方法。存在很多扩展协议,例如冲突侦听 (ISMA/CD)、冲突回避 (ISMA/CA) 等都可以被采用。如果隐藏终点可以被忽略,那么 ISMA 和 CSMA 将达到同样的效果。

4. MAC 层协议分析

MAC 层协议主要分为两大类:固定接入协议和动态接入协议。固定接入协议(如图 7.9 所示)在整个连接过程中给每个用户分配了一个固定的传输容量,预先分配给用户的网路容量和用户的需求是没有关系的。在固定接入协议中,当网络上没有数据传输时,就会出现传输波谷,而当网络上突然有大量的数据流出现,并且分配的网络容量无法满足需要时就会出现传输峰值,从而引起额外的延迟,降低数据吞吐率。正是由于这个原因,固定接入协议只适合于连续的通信,而不适合有突发数据流的通信,典型的情况就是满足各种不同数据传输的接入网,如宽带电力线网络。

和固定接入方式不同,动态接入协议适合于数据传输,在大部分情况下它能保证各种电信业务的 QoS。动态接入协议又分为两种类型:争夺协议和仲裁协议(如图 7.10 所示)。由争夺协议的原理可以知道,网络用户是随机的接入传输媒质的,这可能使不同用户传输的数据单元发生冲突。由于网络中的终端不知道其他终端的传输需求,所以当两个或多个终端在同一时间开始传输它们的数据包就可能发生冲突。而仲裁协议在网络终端之间提供了一种协调机制,确保各个终端可以以专线方式接入网络,这样就可以避免冲突的发生。但是,仲裁过程占用了额外的时间,在网络中引起



了更长的传输延迟。

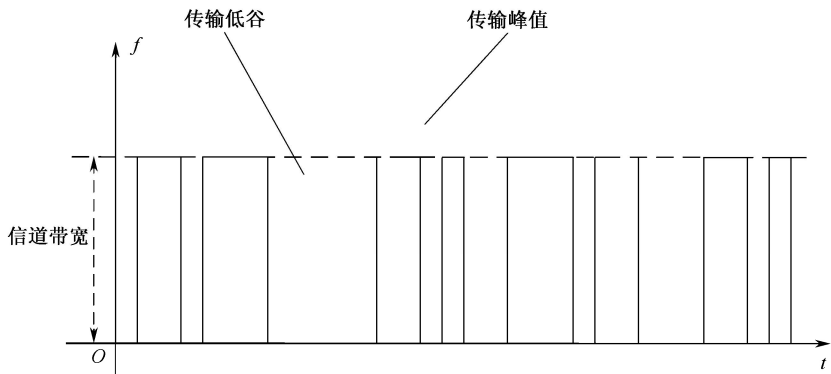


图 7.9 固定接入协议和峰值容量

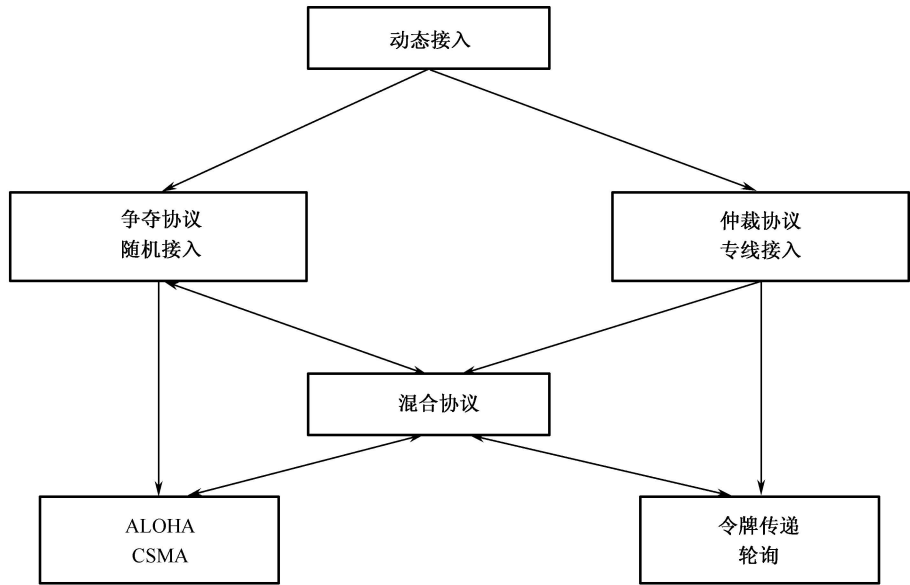


图 7.10 动态 MAC 协议分类

在基本的协议中，如 ALOHA 和 CSMA 等随机接入方法都可以通过扩展各种各样的冲突解决机制来避免网络中的冲突发生的次数。但是，为了降低传输延迟，对仲裁机制的选择一定要根据网络的实际情况。另外，争夺和仲裁协议也可以结合构成所谓的“混合协议解决方案”。混合协议的目的就是综合两种接入方法的优势来改善网络性能，确保网络 QoS 的实现。

5. 双工模式的传输控制

双工模式定义了上行和下行传输方向的组织方式，即数据分别从基站到网络站和其相反方向，即从网络站到基站。多路访问提供传输资源的可访问部分被分为两部分，



一部分用于下行数据传输，另一部分用于上行传输。网络资源的上下行划分可以分两种模式：

- FDD：频分双工；
- TDD：时分双工。

对于 FDD，一个频率范围被用于上行传输，另一部分频率范围用于下行，因此，如果考虑 FDMA 系统，一部分带宽被分配给下行，剩余的带宽被分配给上行，构成一个 FDMA/FDD 传输系统。

TDD 提供不同的时帧结构，上下行的传输依次轮流进行，因此，在 TDD 系统中，两种时域帧结构：上行和下行，通常包括一些时隙，构成一个 TDMA/TDD 系统。

7.2 设备协调

电力线宽带（Broadband over Powerline, BPL）接入系统可分为高速接入主干网络和电力线通信网络，电力线宽带通信网络通常由局端设备和用户端设备构成。局端设备安装在楼宇的配电间或楼道内，通过以太网接口上连到以太网设备，如交换机；下连信号线将高速信号传输到用户室内电表处的电源线后，通过磁环将信号传输到用户的电力线上，信号通过电力线到达用户家中的每一个插座。用户端设备一端连接普通的 220 V 电源插座，另一端通过以太网接口或 USB 接口连接计算机，实现高速上网。实质上，不管局端设备还是用户端设备目前均为使用 OFDM 调制技术的一种特殊的调制解调器。在室内，采用低压电力线载波技术，完成住户 PC 和智能家居的连网；在户外，采用日趋成熟的电力线高速通信技术，可见小区局域网的通信和家庭对 Internet 访问的实现，都要依赖于电力线高速 PLC 设备。

7.2.1 耦合技术

电力线耦合装置是配电网电力线高速载波通信系统中一个很重要的环节，它不仅实现了通信设备与电网工频高压的安全隔离与阻抗匹配，有效地耦合了高频载波信号，同时可以尽可能地阻止和衰减噪声及干扰信号。电力线耦合装置伴随着电力线载波通信的应用和发展已有几十年的历史了，但是，在传统的输电线载波通信系统中，主要是基于点对点的低速传输，载波频率在 500 kHz 以内，载波通道阻抗基本稳定，其设计和应用技术已经成熟和完善。然而，近年来，在配电网电力线路上传输高速数据的电力线载波通信技术得到了长足的发展和应用，其使用的载波频率突破 500 kHz 的限制，高达 200 MHz 以上，数据速率也高达 100 Mbps，主要用于传输高速语音、



数据流，这已完全不同于传统的输电线载波通信系统。

配电网是一个开放的网络结构，其载波通道具有相当大的复杂性、时变性和差异性。由于配电网复杂的网络特性和恶劣的通道特性，实现高速宽带通信，必然要采用复杂的通信调制技术和编码技术；同样，对作为载波信号输入输出的耦合装置提出了更高的要求，例如，在宽频带范围内传输特性的线性、低的时延和相移特性，以适应从几百 kbps 到几十 Mbps 的高速数据传输。低的传输衰减和在低阻抗负载线路上高的耦合效率，对通信性能的提高是至关重要的；同样，由于耦合装置直接与高压电力线连接，安全性也是要考虑的方面。这样，有效的电力线高速通信耦合方式及其装置的设计研制是实现高速电力线通信的一个重要内容。

在配电网电力线载波通信系统中，主要的载波信号耦合方式有电容耦合、电感耦合及天线耦合等几种方式。

天线耦合方式是由以在电力线下边平行悬挂适当长度（1~20 m）的线路为天线及相应的调谐装置组成的，由于该方式耦合效率很低，所以使用很少。

电容耦合是采用耦合电容器为主要元件的耦合方式，用一高频电容来连接高频载波信号的输入/输出端与电力线接入点（电源插座、配电开关母线等），电容耦合装置属于一种直接耦合装置，将高频载波信号直接输入电网，同时从电力线上接收高频载波信号。

电容耦合采用耦合电容器为主要元件，图 7.11 所示的电路图是一个详细的应用实例。该耦合电路将高频载波信号直接输入电网，同时从电力线上接收高频载波信号。高频电容 C_0 一端接入低压电力线，另一端与耦合变压器相连。 C_0 采用高压电容，其耐压值大于 275 V。 C_0 一方面用来耦合高频载波信号，另一方面起到高压工频隔离的作用，这里建议耦合电容 C_0 选用 0.004 7 F。

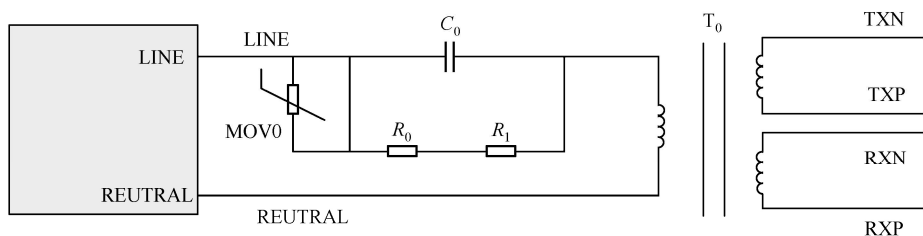


图 7.11 低压电容耦合电路

耦合变压器 T_0 不仅具有隔离作用，同时也实现了信号线平衡-不平衡的变换及其阻抗的变换作用。 T_0 的初级线圈与 C_0 组成高通滤波电路，阻止了 50 Hz 的工频电流，并尽可能削弱低频的电力线电压信号，衰减低频噪声及干扰信号；同时保证高频信号的通过，并为其提供尽可能小的衰减及线性幅频、相频特性。



普通的电源变压器只能实现几十 Hz 到 105 Hz 量级的信号耦合。限制变压器工作带宽的主要因素在于线圈绕组间的漏感和分布电容。由于需要实现 4~21 MHz 的高频段信号耦合，本次设计中的变压器 T_0 采用传输线变压器，以展宽变压器的工作频段，并改善其响应特性，从而满足高频宽带载波信号的耦合要求。 T_0 采用环形镍锌铁氧体作为磁芯，其输入阻抗为 $50\ \Omega$ ，初级线圈电感值约 10 H。

电路中， J_0 直接与 220 V 交流电相连。为了防止电网上的过压，这里选用压敏电阻 MOV_0 作为电压保护元件用于感知和限制瞬时电压浪涌。 MOV_0 的阻值是非线性的，并随着电压幅值的增加而降低。正常电压情况下，漏电流仅几十安，对电路影响很小。当电压超过了 MOV_0 的额定值时， MOV_0 的阻抗状态发生变化，为瞬时现象提供一个低阻抗的通路，同时出现很大的电流。由于跨在压敏电阻两端的电压受到抑制，因此，对电路中其他元件起到了保护作用。当瞬时电压脉冲消失后，压敏电阻又恢复到高阻状态。当移走电源时， R_0 和 R_1 用于消耗仍然集结在 C_0 两端的电荷。

介绍完低压电容耦合电路，我们再来简单了解一下中压电容耦合技术。

图 7.12 为中压电容耦合电路图。阻抗变压器低阻抗非共同绕组和低压线路导体 a 相耦合，初级绕组和次级绕组同低压线路导体 b 相耦合，同时 b 又同地线相耦合。阻抗变压器高阻抗非共同绕组和电容 C_0 相耦合。中压相位线可能有 $350\sim450\ \Omega$ 的阻抗，而低压线路中可能有 $50\sim75\ \Omega$ 的阻抗。为了匹配阻抗，阻抗变压器的升压比率接近 5:1 到 9:1，例如升压比率为 8:1 时，相当于一个小型 T8-1 变压器。电容范围接近 $0.01\sim0.1\ \mu\text{F}$ ，工作能力超过 300 V，当电容为 $0.047\ \mu\text{F}$ 时，相当于 600 V 的耦合电容。

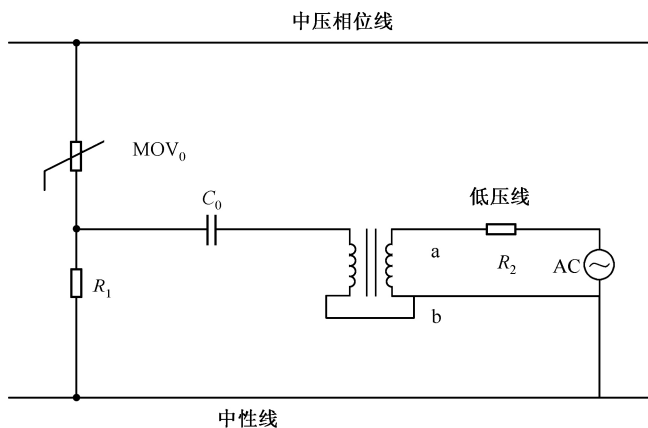


图 7.12 中压电容耦合电路

电感耦合又称为变压器耦合，基于变压器电磁感应耦合的原理，将电力线导线作为副边线圈，而将高频载波信号线作为原边线圈，通过一个高导磁率的磁芯或磁环构成一个信号传输变压器。但是电感耦合的缺点是易受干扰，因此，在环境相对恶劣的电力线通信中，一般不用。



7.2.2 用户端设备

用户端设备通常称为电力调制解调器，又称为电力猫。电力猫一般提供两个接口：一个是数据接口，直接和用户的计算机相接，接口的种类通常是以太网接口或者 USB 接口；另一个接口就是电源接口，在给电力调制解调器供电的同时还用来传输数据信息。

在室内组网方面，计算机、打印机、电话、信息家电和各种智能设备都能通过电源插座与原有的电力线连接起来，组成局域网，如图 7.13 所示。其组网非常简便，只需要把网络设备插入电源插座，就可以与任何其他网络设备进行通信，而不必重新布线。用户实现也非常简单，只要添加一个特制的调制解调器，将计算机网卡与调制解调器接通，再将调制解调器插上电源插座，计算机就可以上网。现有的各种网络应用，如语音、电视媒体业务、远程教育等，都可以通过电力线向用户提供服务，以实现接入和室内组网的多网合一。因此，PLC 在组网和接入等方面将大有作为。

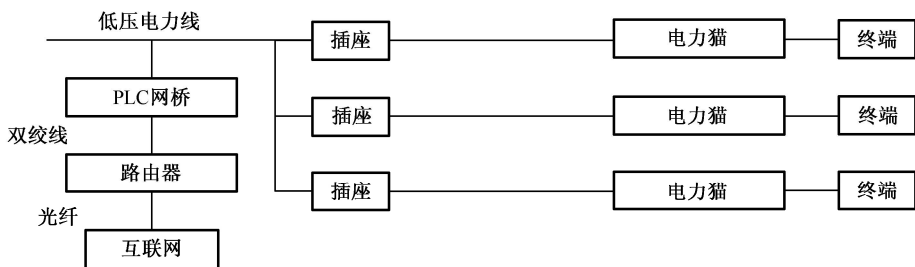


图 7.13 低压电力线组网结构

PLC 调制解调器主要由接口、调制解调和耦合三部分组成，其结构框图如图 7.14 所示。

接口部分是指电力线调制解调器同用户设备间的双向数据传输的接口，这些接口包括同智能设备之间的 RS-232 接口、同计算机之间的 RJ-45 以太网接口或 USB 接口、同模拟电话之间的 RJ-11 接口。有些公司的产品兼顾到对不同种类设备的兼容性，包含了全部上述四种接口。兼顾成本，模块化的接口应该是电力线调制解调器未来工艺目标。对于同一个调制解调单元，在不同的场所和接口要求，可以替换不同的扩展接口，这样增加了设备的利用率，提高了设备使用效率。

调制解调部分由数字信号处理单元和相应的外围电路组成。数字信号处理单元负责同用户设备间的双向通信、MAC 层协议，并对来自用户的数据进行编码、调制，然后送往外围电路进行数/模转换、放大、滤波，或将来自外围电路经滤波、放大、模/数转换后的信号进行解调、解码，然后送往用户设备。

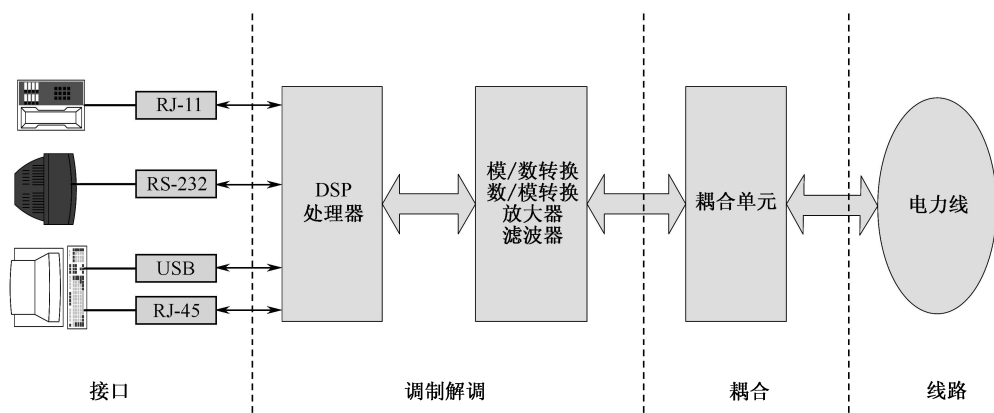


图 7.14 PLC 调制解调器结构框图

耦合单元是电力线同调制解调部分的结合设备，它将调制好的高频模拟信号送入电力线进行传输，或在电力线上提取出高频信号以便进行解调。

在第 5 章中，我们已经详细介绍了目前市场上的主流电力线载波芯片，下面以 INT6300 为例，通过 RJ-45 连接智能终端，讨论电力线调制解调器的设计。

图 7.15 所示是一个单芯片调制解调器方案，INT6300 的内核为 ARM926EJ-S 的 32 位 RISC 处理器。系统软件存储在大容量的 SPI FLASH 中，可以进行设置：当系统启动时，启动代码存放在 SPI FLASH 中；当系统运行时，将程序复制到 SDRAM 中。设置 INT6300 的工作模式为 MI MAC 工作模式，与 REALTEK 公司的 PHY CHIP 相连，提供 RJ-45 接口连接到用户的网口上。

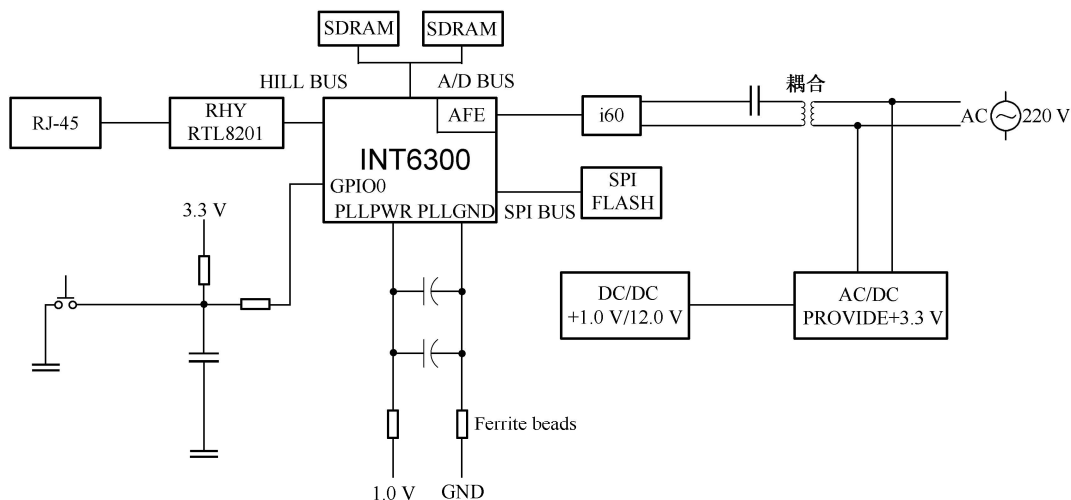


图 7.15 电力调制解调器硬件框图

i60 是 INTELLON 公司设计的一个驱动 IC，从网口过来的数字信号通过 MII 接



口传到 INT6300, INT6300 内部的 AFE (模拟前端) 电路变为模拟信号, 经过 i60 放大电路, 再经过耦合单元耦合到电力线上, 发送到电力线上的信号频率范围是 2~28 MHz。

电力线接收部分为一个 LC 的带通滤波电路, 这个带通滤波的频率范围是 2~28 MHz, 经过带通滤波电路出来的信号送到 INT6300 的 AFE 接口, INT6300 把模拟信号变为数字信号, 通过 MII 接口送到 RJ-45 上。

在复位信号的上升沿, INT6300 读取配置信息, 正确设置自身工作状态。INT6300 内部集成 PLL 电路, 倍频 75 MHz 的系统主时钟产生数字处理要求更高的时钟。PLL 部分有单独的电源和地, 因此要求外部电路提供滤波功能, 尽量减少系统噪声耦合进 PLL 电路, 减小时钟抖动。

由于电力网络是一个开放式的共享网络, 因此人们比较关注电力网络上的数据安全问题。网络加密键值 (Network Encryption Key, NEK) 用于加密电力线网络上的传输的数据, 用 128 bit-AES 加密算法加密。如果两个产品的 NEK 值不相同, 两个产品就不能通信。这样同一个电力线上有不同的局域网。网络管理键值 (Network Management Key, NMK) 对应一个 HomePlug AV 的局域网, 在同一局域网中所有成员的 NMK 是相同的, 主站点用这个键值管理加入电力线局域网的从站点, NMK 由用户通过 PC 上的管理软件输入或者由 PIB 中的网络密码产生。

当一个电力线网络产品上电后, 首先执行一个网络, 然后决定其下一步动作。如果电力线上没有和其 NMK 值相同的其他电力线网络产品, 就声明自己为主站点, 等待其他后上电的电力线网络产品的加入申请; 如果发现电力线上已有和自己 NMK 值相同的网络产品, 就声明自己为从站点, 然后向主站点申请加入此局域网。主站点分配网络号 (NID) 和设备终端号 (TEI) 给新加入的产品。新加入的电力线产品获得主站点的授权后, 可以和此局域网上的任何设备进行通信。

7.2.3 局端设备

局端设备根据其功能的不同, 通常分为电力网桥、电力交换机和电力路由器, 目前应用较多的还是电力网桥, 通常会有多个接口。一个或多个耦合接口用来从电力线上以非接触方式提取由用户端电力调制解调器发送的信号, 同时把数据信号加载到电力线上。另外有一个或多个以太网接口, 用于和其他的网络设备 (如普通的以太网交换机、路由器) 相连。电源接口只用来提供电源, 并不传递数据信号。电力网桥本身没有数据交换的能力。电力交换机和普通以太网交换机的功能类似, 但具有多个从电力线上收发信号的耦合接口, 并且能根据数据链路层信息对来自不同耦合接口的数据进行交换。电力路由器的功能和普通的路由器类似, 但具有多个从电力线上收发信号的耦合接口, 并且能根据网络层信息对来自不同耦合接口的数据进行路由选



择和交换。

7.3 基于电力线的家庭网关

家庭网关是智能家居的心脏，通过家庭网关，用户可以和智能家居中的各子系统进行快速沟通。通过这个媒介平台，构成与外界的通信通道，以实现与家庭以外的世界沟通信息，满足远程控制、监测和交换信息的需求。

7.3.1 电力线家庭网关的功能

1. 信息网络化

通过家庭网关，主人可以方便的接收电子邮件、浏览各种网上信息和订阅各种电子期刊或杂志等。

2. 管理智能化

对家庭内各种通信设备的运行进行管理，包括网络通信协议的执行和网络资源的分配，以保证家庭网络系统的运行正常。

3. 节能环保化

通过网络管理系统，监控家庭内各种设备的运行，如灯光控制、家电设备的远程控制、室内环境的优化调节等。同时还能够提供一些经济方面的优化决策控制，如能够根据不同用电时段和峰谷电费差价，合理控制家电的运行，以达到节能环保的目的。

4. 居住安全化

通过安装各种检测报警装置实现家庭的保安、消防以及其他需求。例如，通过烟气传感器、温度传感器、特殊气体传感器，预防房间失火和有害气体过量；通过加装红外传感器、门磁、震动感应器、无线微波等报警装置，可防止窃贼入侵等。

5. 运行自动化

家庭内各种设备都连接到网络上，通过网络上的管理软件，实现对设备的监测和故障诊断功能。一旦出现故障，家庭管理系统会给出提示，并自动通过家庭内的网间接口设备向设定的相应维修单位保修，无须主人亲自动手。

6. 操作简单化

因为该网络系统是在千家万户中使用的，考虑到使用者的年龄、职业、经历以及受教育程度等的差异，所以该系统操作简单、方便、可靠，适应不同使用人群的需要。



7. 个性化、模块化

随着信息时代的到来，个性化的要求在不断提高。未来智能家居应能够根据不同使用者的家庭环境、设备数量和类型以及生活方式等可做相应的配置和调整，如可根据消费者的需求和可接受费用，定制相应的系统解决方案等。

7.3.2 电力线家庭网关的特点

1. 模块化、可独立式设备

系统分别按功能独立设计模块，安装时可以选择部分功能模块，也可以分步骤安装，这种功能结构不仅适合小区而且同样适合别墅安装，把家庭引入网络化环境。

2. 设备兼容、分步实施

网关具有很好的扩展性、配置的灵活性和易操作性。用户可面对现实，立足现在，先满足当前的基本需求，然后根据需要进行扩展。以后随着经济条件的不断改善，再购买新的模块产品并连接到该平台，分步实现高级智能家居功能。

3. 可兼顾大量存在的非智能家电

考虑到目前家庭里大量存在的非智能家电，这种兼容性所带来的好处是明显的。

4. 方便将来需要用电视上网的用户

由于网络功能强大，因而将来通过电视实现上网的家庭可以通过电视来监控家居状况。

7.3.3 电力线家庭网关的设计要求

家庭网关作为住宅设备有其固有的特性，在设计时应注意家庭内部组网技术的特点：

- 连接对象的复杂性，在家庭网络内部存在着音响、可视电话等高速率数据设备，冰箱、洗衣机、PDA 等中速率数据设备，同时还存在三表抄送、防火防盗警报等低速率数据设备；
- 基于开放的标准，包括技术文档和体系结构的开放性；
- 兼容广泛的连接技术；
- 用户的需求，低价、易用、高可靠性、灵活且可扩展，良好的兼容性，支持多种应用。

根据以上分析，可得出以下结论：多种组网技术将在市场上共存，都将在家庭网关中找到各自的适应点。电力线通信则是家庭自动化的主要传输方式。



7.3.4 电力线家庭网关的基本组成

一般说来，家庭网关包括 5 个功能模块：

- ① 接入功能模块：家庭网关的接入功能主要实现家庭网络与电信网络的连接。
- ② 连网功能模块：家庭网关的连网功能主要实现家庭内部的用户终端设备之间的连接，包括计算机和具有连网功能的家用电器。
- ③ 传送功能模块：家庭网关的传送功能主要实现家庭网络内部设备与电信网络之间的 IP 包的传送。
- ④ 核心功能模块：核心功能包括地址功能、QoS 功能、安全功能、远程管理功能、本地管理功能。地址功能主要实现家庭网关自身 IP 地址获得以及支持家庭内部终端获得 IP 地址，QoS 功能主要实现多业务流的分级处理及转发，安全功能主要防止外部网络对家庭网络的非法访问以及内部网络的非法接入，远程管理主要实现运营商对家庭网关的远程管理与控制，本地管理主要实现家庭网关的本地登录管理与控制。
- ⑤ 业务功能模块：业务功能模块与公共电信网络的业务实现相关，由于业务的种类很多，所以具备业务功能的家庭网关有很多类型，其具备的功能也与特定的业务相关。业务功能模块是可选的。

图 7.16 所示是电力线家庭网关的基本框图。

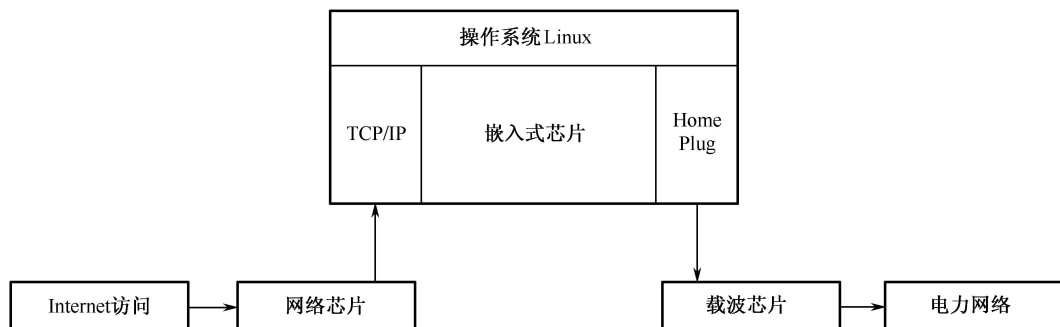


图 7.16 电力线家庭网关基本框图

用户通过以太网访问家庭网关，传输控制指令，嵌入式芯片转换通信协议，读取指令后，通过载波芯片传输到电力网络，从而完成网关功能。

电力线通信已经被认可为可行的家庭网络骨干网。第一代电力线通信产品（如 HomePlug 1.0）已经被广泛使用；第二代电力线通信产品（如 HomePlug AV）主要针对音频/视频流媒体，而且需要传输一个多元化的 MPEG2-HD 流。因此，第二代电力线通信产品比第一代产品传输更宽带宽的能力，但是这样的带宽并不能满足所有的应



用服务。这是因为在大多数情况下，电力线宽带接入的带宽是小区居民共享、楼道居民共享或是多个终端设备的网络共享，因此，在共享带宽网络中，某一条线路的高速数据流将会占据大部分的带宽，全部线路的传输速度将会下降，而且几乎不会有更多的带宽为其他业务服务。

灵活的带宽控制技术可以有效地解决带宽限制问题。当电力线网络繁忙时，当前数据的编码速率下降，当前部分带宽被释放，可用带宽增加，为第二个数据流作准备。已有的数据流在此过程中并不会停止。当网络流量减少，带宽会按照已有的数据流进行重新分配，在不间断数据流的情况下，使其恢复原来的传输速度。更重要的是，通过分配更多的时隙、更强大的调制方案，可实现稳定和无差错传输。

根据第一次分配的带宽，以当前速率传输数据；从主设备中接收传输速率恢复要求，当当前传输速率小于初始速率时，从主设备中接收额外的带宽分配，根据总分配带宽增加传输速度，其中总带宽包括额外分配的带宽和第一次分配的带宽。

这样，网络中的主设备需要一个调度机制，它必须给与其相连的其他网络子设备分配带宽，包括接收子设备的带宽申请，根据申请判读是否充分利用网络带宽。如果未使用的带宽不足以分配给已申请的子设备，那么向子设备发出减少带宽的要求。也可以在网络中设置两个主设备，与第一主设备相连接的子设备可以向其申请带宽，当第一主设备没有足够带宽资源时，第一主设备向第二主设备申请额外的带宽，然后将额外申请的带宽资源分配给第一主设备相连的子设备。这样的模式可以扩展到网络中的多个主设备共存的模式，形成一个灵活的网络带宽资源调度机制。

图 7.17 表示局域网络接入时序。一个信标周期主要是由一个竞争空闲区域和载波监听多路访问（CSMA）区域组成。主设备周期性地发送信标给其他设备。竞争空闲区域服务于抖动敏感的音频/视频（AV）流。CSMA 区域是一个竞争区域，以先进先服务为基础，因此在这个信标周期中有效的时隙未必在下个周期中依然有效。

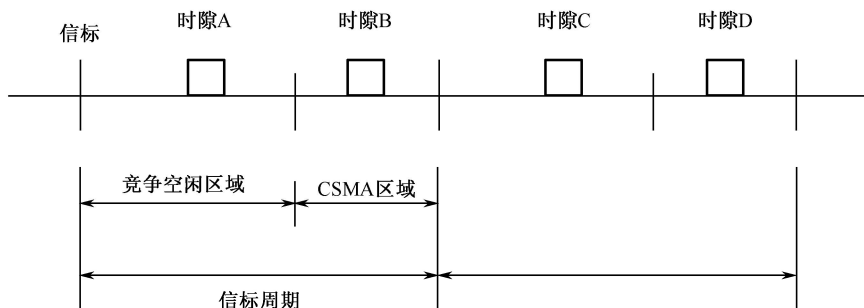


图 7.17 时序图

图 7.18 是电力线通信接口框图。模拟信号经过 A/D 转换后，变为数字信号，根据不同的信号类型进行编码，然后存储于总线接口上的存储单元，暂时存储，再经过



如图 7.18 所示的框图流程, 由模拟前端 (AFE) 向电力网络输出。当模拟前端接收到数据时, 数据流按逆过程依次获取, 最后被暂时存储于总线接口上的存储单元, 发送给内部总线。

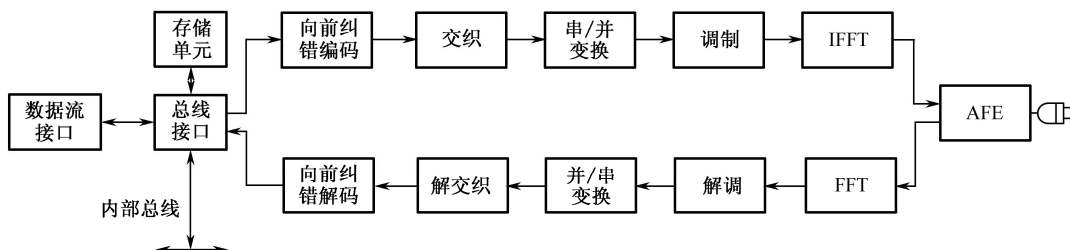


图 7.18 电力线通信接口框图

在图 7.17 中, 子设备向主设备发送带宽请求后, 接收到主设备发出的时隙分配, 开始利用时隙 A 和时隙 C 传输数据流。除非主设备有新的时隙分配, 不然在每一个信标周期中, 都会有相同的时隙专门用于数据传输。CSMA 区域用于异步传输, 利用每个信标周期中的第二个时隙 (如图 7.17 中所示的时隙 B、时隙 D) 进行数据传输。当出现时分复用, 时隙 A 又可以分隔为 n 个同组时隙。比如, 当 AV 模拟信号按 MPEG 格式编码成 8 Mbps 数据流时, 在传输前, 子设备要求主设备分配时隙, 主设备同意分配 1 个时隙传输 8 Mbps 数据流, 或者 2 个时隙各传输 4 Mbps 数据流, 或者更多同组的时隙。这些同组时隙可以位于竞争空闲区域的任何位置, 可以在时间轴不连续。当有数据传输时, 数据流存储于总线接口上的存储单元后, 按各个同组时隙传输数据。接收数据时, 各个同组时隙的数据在存储单元中并为一个数据流。当有多个数据流需要传输时, 主设备分配不同组的时隙, 以此对应不同的数据流。

当网络带宽充足时, 主设备可以分配给子设备更多的时隙。例如, 当子设备通过 4 个 4 Mbps 的时隙, 也就是 16 Mbps 的带宽传输 8 Mbps 的数据流时, 我们就需要一个相对低阶的调制方案: 如果原先的调制方案是 QPSK (正交相移键控), 那么可以转换为 BPSK (二相相移键控); QPSK 用 2 位数据表示 1 个符号, BPSK 用 1 位数据表示 1 个符号。因此, BPSK 的调制方式需要 2 倍于 QPSK 调制方式所需的时隙。以此, 我们发现改变数据调制方式也可以有效地改善带宽的利用问题。

当网络通信量增加时, 数据流的带宽需要相应地减少, 以释放网络带宽。此时, 主设备向子设备发出减小带宽的要求。子设备中的控制单元响应主设备要求, 除了改变调制方式外, 需要时还可以减小编码率 (如将 MPEG 格式的编码率由 8 Mbps 减少至 4 Mbps), PLC 通信接口在第一个时隙中传输数据, 同时, 第二个时隙可以空闲出来, 等待主设备用来传输不同的数据流。这样, 原先 8 Mbps 的带宽减小至 4 Mbps。

当网络通信量有所减少时, 主设备重新分配 4 Mbps 的时隙给子设备, 然后子设



备中的控制单元重新调整调制方式，需要时将编码率调节至 8 Mbps，在总线接口上的存储单元中，数据流被分为两部分，分别在两个时隙中传输。时隙增减的过程保持连续，不影响数据传输的流畅性。

虽然在某些时段，数据质量因为编码率的下降而下降，但是在某些场合，这并不是网络传输的主导因素。如何动态调节带宽，节省网络资源，才是整个系统应用服务的关键。

在一个局域网中，可以有多个主设备。它们平均的分配网络带宽，每一个主机在每次传输数据时，要遵循以下几点：

① 如果还有有效的时隙，那么主设备可以分配更多的时隙给子设备；

② 对于新的传输，主设备没有足够的时隙进行分配，但是所需总带宽已经确定，如果总带宽超过了主设备平均分配所占的系统带宽，那么主设备通过向子设备发出带宽减少的要求，而不影响网络中的其他主设备；

③ 当所需的总带宽不大于主设备已分配的带宽时，主设备向网络中的全部其他主设备发出带宽减少要求；

④ 当主设备收到减少带宽的要求时，主设备向子设备发出减少带宽的要求；

⑤ 当网络通信量减少，出现更多有效的空闲时隙时，主设备首先进行降速传输，然后使用相对低阶的调制方式。

但在实际情况中，网络环境的状态是经常发生改变的。第一个时隙所分配的带宽（假设是 8 Mbps）在噪声信号干扰下或由于其他原因可能会降低（假如是 4 Mbps）。图 7.19 是噪声环境下的时序图。噪声来自于灯光强弱的调节、吹风机，或者其他与交流电力线周期同步的电信号。如果信标与交流电周期同步，那么噪声会在每个信标周期的相同位置出现，如图 7.19 所示的噪声信号 a 和 b，导致实际有效使用的带宽减少。编码设备（如 MPEG 编码器）时刻检测对于传输数据来说有效的实际带宽。当带宽由于噪声问题而减小，编码器会动态地降低编码速率，但是也会导致数据质量（如图像清晰度）。因此，为了保证一定数据传输质量，我们需要增加额外的带宽。例如，在时隙 a 中，噪声信号 a 会干扰到数据流的传输，此时，主设备分配第二个时隙——时隙 b 作为额外增加的带宽，以补偿由噪声所造成的带宽降低。这时，数据流被分割在两个时隙中传输。此外，主设备也可以重新分配一个时隙，错开噪声信号传输的时间。只分配一个时隙比分配两个时隙更为简单，而且减小了噪声信号的实际干扰，更为有效地利用了带宽。

根据上述要求，我们可以归纳出如图 7.20 所示的主设备基本算法框图和图 7.21 所示的主设备宽带恢复算法框图。

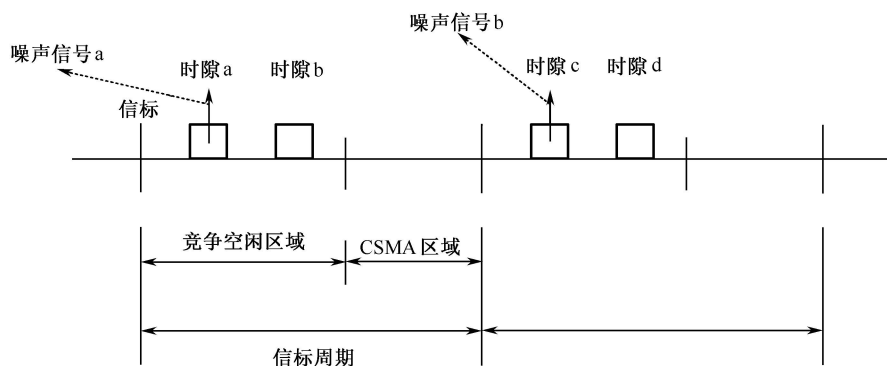


图 7.19 噪声环境下的时序图

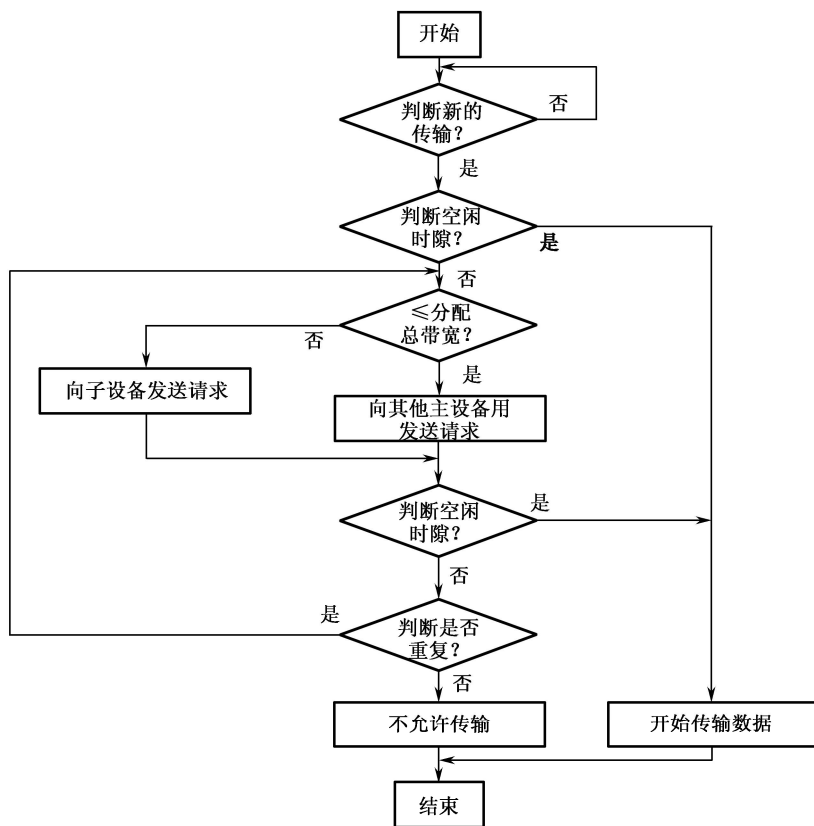


图 7.20 主设备宽带控制算法框图

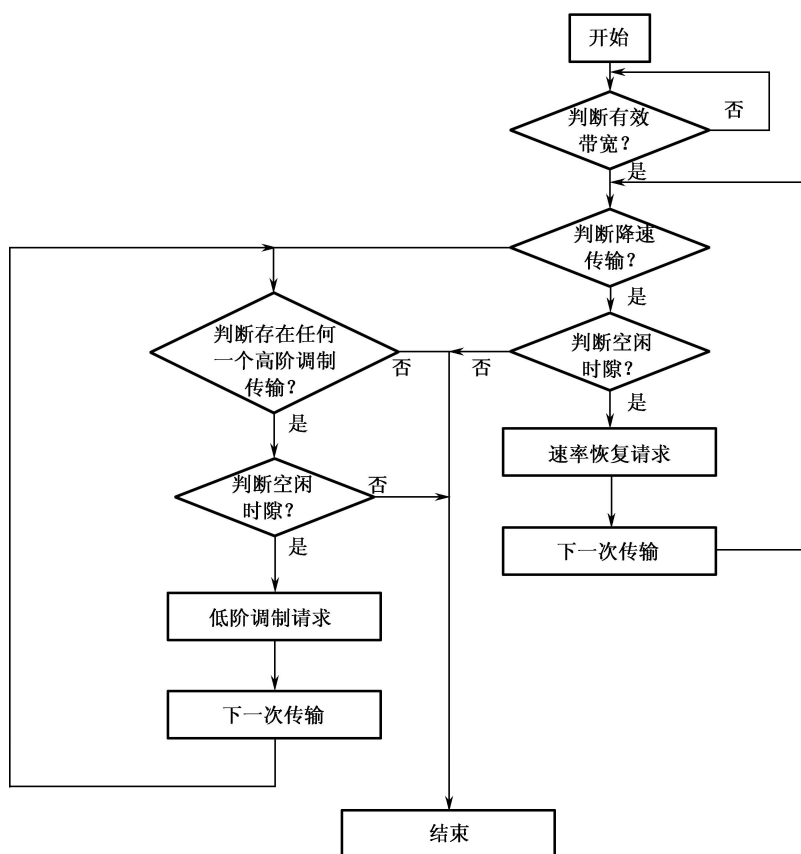


图 7.21 主设备宽带恢复算法框图

思考题

1. 未来的家庭网关应该具有怎样的功能特点?
2. 描述你心中理想的家庭网络系统的组成。
3. 电力线家庭网关的基本组成有哪些? 各部分的功能是什么?
4. 现有的家庭总线协议有哪些? 有什么特点?

第8章 智能电网概述

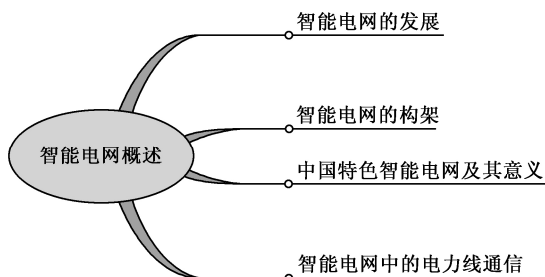


前言

作为继 IT 革命后的下一代技术革命，智能电网搭建了能源产业链和新兴通信系统的未来发展必经之路。目前，处于全球萎缩状态的不仅仅是能源的供给，还有金融市场的暗流涌动，世界各国都将发展智能电网提升到首要的战略地位。



本章概要



当命运递给我们一个柠檬，让我们把它做成柠檬汁。



8.1 智能电网的发展

根据不同国家的电网建设要求，各国对于智能电网的概念和定义也有所不同。

美国电力科学研究院将智能电网定义为：一个由众多自动化的输电和配电系统构成的电力系统，以协调、有效和可靠的方式实现所有的电网运作；具有自愈功能；快速响应电力市场和企业业务需求；具有智能化的通信架构，实现实时、安全和灵活的信息流，为用户提供可靠、经济的电力服务。

欧洲在 2006 年推出的研究报告中全面地阐述了智能电网的发展理念和思路，欧盟委员会将智能电网定义为一个可整合所有连接到电网用户所有行为的电力传输网络，以有效提供持续、经济和安全的电能，其可能适用的范围涉及欧盟、北非、中东等国家。

国家电网总经理刘振亚首次提出适合当前中国国情的“一特四大”坚强智能电网定义，即通过建设特高压交直流电网，促进大煤电、大水电、大核电、大型可再生能源基地的集约化开发，进而发展以信息化、数字化、自动化、互动化为特征的坚强智能电网。

（1）美国

美国的交流输电网一共有 3 个，但是技术和投入的不足导致了美国需要以超导输电和新能源分布式发电为主要技术突破口，在智能电网的建设中着重进行电力网络基础构架的升级，以提高电网的可靠性，同时利用智能信息技术，完成对智能化向人工化的转变。

1998 年，美国电力科学研究院（EPRI）推出了复杂交互式网络/系统（CIN/SI），可以认为这是美国智能电网的雏形。

2000 年前后，EPRI 正式提出“Intelli Grid”概念，并启动了相关项目，而美国能源部（DOE）当时则提出了“GridWise”。虽然二者称谓不同，但内涵和目标基本一致。

2003 年 2 月，美国时任总统布什提出“电网 2030 规划”，指出要建设现代化电力系统，以确保经济安全，同时促进电力系统自身的安全运行。该规划的主要内容有：为所有用户提供高度安全、可靠、数字化的供电服务，在全国实现成本合理、生产过程无污染、低碳排放的供电，经济实用的储能设备，建成超导材料的骨干网架。

2003 年美加发生大停电事故成为美国大力智能电网建设的契机。

2003 年美国能源部提出 Grid 2030 Vision 计划，强调自愈电网、用户参与，保证



电能质量,可接入各种发电和储能设备,满足新产品、新服务、新市场的需要等。

2006 年美国电科院提出 Intelli Grid 研究计划,它为灵活电网创建基础平台,将电网和通信、计算机技术结合,使得电网变得更聪慧。

2007 年 12 月颁布“能源独立与安全法案 2007”,确立了国家层面的电网现代化政策,设立新的专责联邦委员会,并界定其职责与作用,建立问责机制,同时建立激励机制,促进股东投资。

2009 年 1 月 25 日美国白宫最新发布的《复苏计划报告》宣布:将铺设或更新 3 000 英里(1 英里=1.6093 km)输电线路,并为 4 000 万户美国家庭安装智能电表。美国将推动互动电网的整体革命。

2009 年 3 月 12 日,美国能源公司宣布,计划预计花费 1 亿美元将科罗拉多州的 Boulder 市建成全美第一个智能电网城市。

2009 年 6 月 23~25 日于美国旧金山举办的电力研讨会上,美国能源部(DOE)部长朱棣文宣布,DOE 共计划拨 39 亿美元,用于投资智能电网。朱棣文还表示“要进一步导入风力发电等可再生能源,智能电网必不可少”。DOE 划拨的资金主要用于 2 个项目:一个是可加快智能电网相关技术商业化进程的项目,拨款 33 亿美元;另一个是试运行智能电网用尖端技术的项目,拨款 6.15 亿美元。

美国电气与电子工程师协会(IEEE)会同美国国家标准技术研究院(NIST),于同年 6 月在加州召开专题会议,讨论制定智能互动电网标准和互通原则的计划(简称为 IEEE P2030),并希望这些标准能成为全球标准。美国发展智能电网仍然困难重重。首先表现在标准和规则的制定上。美国是一个联邦制国家,在法律上各州政府权力很大,并且美国没有一个全国性的电网企业,电网的监管权限不在联邦政府而在各州。虽然美国能源部可以制定标准,但却难以统一规则,因为规则背后的经济利益往往使各州之间难以实现利益均衡。

(2) 欧洲

欧洲各国重点关注可再生能源和分布式能源的发展,因为存在着电力系统服务质量和跨国电力市场的潜在压力,把可再生能源、分布式电源的接入及碳的零排放等环保问题作为侧重点,所以欧洲各国需要通过智能电网的建设来带动整个行业发展模式的转变。

2005 年欧盟成立智能电网技术论坛,促进智能电网研究,希望把电网转换成用户和运营商互动的服务网,提高欧洲输配电系统的效率、安全性及可靠性,并为分布式和可再生能源的大规模应用扫除障碍。

2006 年欧盟理事会的能源绿皮书《欧洲可持续的、竞争的和安全的电能策略》明确强调欧洲已经进入一个新能源时代,智能电网技术是保证欧盟电网电能质量的一个关键技术和发展方向。



（3）日本

日本构建智能电网以新能源为主，将根据自身国情，主要围绕大规模开发太阳能等新能源，确保电网系统稳定，构建智能电网。日本政府计划在与电力公司协商后，于 2011 开始在孤岛进行大规模的构建智能电网试验。

（4）中国

我国的智能电网与西方国家有所不同，是建立在特高压建设基础上的坚强的智能电网。中国式智能电网将以特高压电网为主干网架，利用先进的通信信息和控制技术，构建以信息化、数字化、自动化、互动化为特征的自主创新、国际领先的智能电网。其特征将包括在技术上实现信息化、数字化、自动化和互动化，同时在管理上实现集团化、集约化、精益化、标准化。

在 2008 年 5 月末召开的特高压国际大会上，国务院副总理张德江表示，中国将从实际出发积极探索符合中国国情的智能电网发展道路。这是我国高层领导首次在公开场合表达对智能电网的态度。会上国家电网公司首次提出加快建设以特高压电网为骨干网架，各级电网协调发展，具有信息化、数字化、自动化和互动化特征的统一的“坚强智能电网”，国家电网公司公布，将分三个阶段推动坚强智能电网的建设：2009 年至 2010 年为规划试点阶段，重点开展“坚强智能电网”发展规划工作，制定技术和管理标准，开展关键技术研发和设备研制，以及各环节试点工作；2011 年至 2015 年为全面建设阶段，加快特高压电网和城乡配电网建设，初步形成智能电网运行控制和互动服务体系，关键技术和装备实现重大突破和广泛应用；2016 年至 2020 年为引领提升阶段，全面建成统一的“坚强智能电网”，技术和装备全面达到国际先进水平。我国西部地区的电网建设水平低于东部，而西部有大量风电、太阳能等清洁能源等待接入电网，因此，预计我国清洁能源接入将在西部进行试点，而输配电网和农网将在中部试点，智能调度将在华北和华东地区试点。

2009 年 2 月 2 日，中国能源问题专家武建东在《全面推互动电网革命拉动经济创新转型》的文章中，明确提出中国电网急需实施“互动电网”的革命性改造。

智能电网技术标准和管理规范由国家电网公司统一组织制定，以避免“一网(省)一标准”。标准化工作主要包括智能电网标准体系的研究以改具体标准和规范的制定。近期，国家电网公司将统一组织开展国家电网智能化规划的编制工作，现正会同有关部门和单位研究制定《国家电网智能化规划编制大纲》和《网省电网智能化规划编制规范》。

2009 年 8 月 28 日，中国科学院电工研究所“智能电网研究中心”正式成立，以促进新能源开发利用作为智能电网发展的中心任务，探讨建立新能源电网体系的可行性并深入研究新能源电网体系与传统电网体系的相互关系，标志着我国开始加速智能电网的建设和能源结构的调整。



8.2 智能电网的构架

传统电网是一个缺乏弹性的封闭系统，无法构建实时的、动态配置的系统；完全靠实体硬件实现自我调节的能力，缺少合理的调度机制；信息缺乏共享，单向传输，只能给用户提供的单一的服务，虽然局部的自动化程度在不断提高，但由于信息的不完善和共享能力的薄弱，使得系统中多个自动化系统是割裂的、局部的、孤立的，不能构成一个实时的有机统一整体，所以整个电网的智能化程度较低。

相比于传统电网，智能电网将全面升级电网全景信息（指完整的、正确的、具有精确时间断面的、标准化的电力流信息和业务流信息等），通过对实时信息的处理和分析，加强对于各级网络的控制，实现对电力网络的精确运营和自适应调节。此外，由于智能电网可及时获取完整的电网信息，因此可极大地优化电网全寿命周期管理的技术体系，承载电网企业社会责任，确保电网实现最优技术经济比、最佳可持续发展、最大经济效益、最优环境保护，从而优化社会能源配置，提高能源综合投资及利用效益。表 8.1 可以更加直观地对传统电网和智能电网进行比较。

表 8.1 传统电网和智能电网的比较

智能电网建设的特点	当前电网	智能电网
用户参与性强	用户不知情，不参与	用户知情，主动参与
电力容纳性强	集中式发电，分布接入困难	充分利用分布式能源和可再生能源
服务市场广阔	服务项目单一	提供全方位的电力消费市场
服务质量优异	电力质量问题调节缓慢	快速解决电力质量的性价比
优化资产和控制效率	很少整合数据进行资产管理	极大地扩展网络数据采集
系统稳定性强	强调系统故障后的设备资产保护	自动排除故障，强调减少对用户的影响
系统防御能力强	易受自然灾害和人为的攻击	灵活改变防御策略，快速的自我恢复

智能电网主要由以下 4 个大模块组成（如图 8.1 所示）。

1. 高级量测体系（Advanced Metering Infrastructure, AMI）

AMI 主要功能是授权给用户，使系统同负荷建立起联系，使用户能够支持电网的运行。其技术组成和功能主要包括：

- 智能电表：分时或者实时采集电力信息，如用电量、用电功率、电压、电流和其他信息；
- 通信网络：在智能电表和数据中心间建立双向传输通道；
- 计量数据管理系统（MDMS）：分析和存储智能电表的信息；
- 用户室内网（HAN）：通过网关将智能电表和用户用电设施相连接。

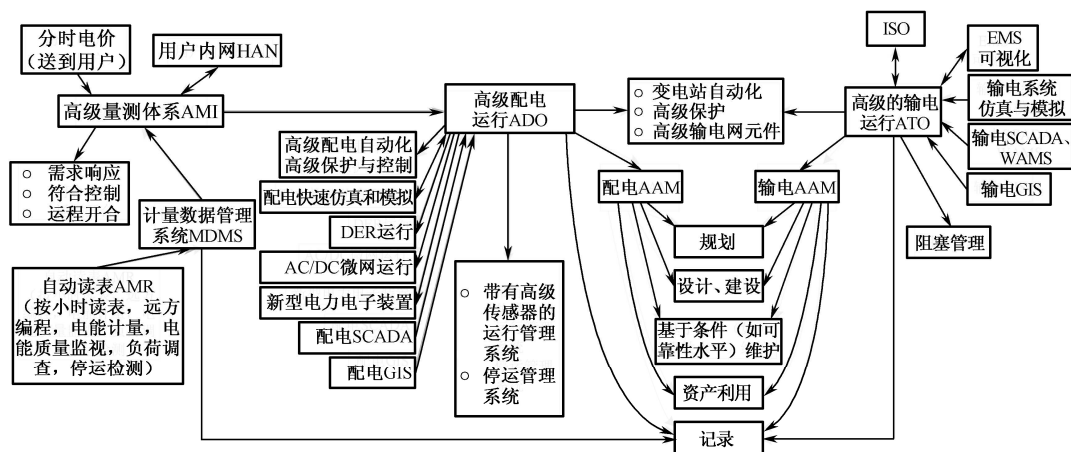


图 8.1 智能电网组成

2. 高级配电运行 (Advanced Distribution Operation, ADO)

ADO 主要的功能是使系统可自愈。为了实现自愈，电网应具有灵活的、可重构的配电网络拓扑和实时监控、分析系统目前状态的能力。后者既包括识别故障早期征兆的预测能力，也包括对已经发生的扰动做出响应的能力。而在系统中安放大量的监视传感器并把它们连接到一个安全的通信网上去，是做出快速预测和响应的关键。

ADO 的技术组成和功能主要包括：

- 高级配电自动化 (ADA)，它是系统自愈性的基础，用于电力交换系统，其中将使用电力电子、信息、分布式计算与仿真方面的新技术；
- 高级保护与控制；
- 配电快速仿真与模拟 (DFSM)，其中包括风险评估、自愈控制与优化等高级软件系统，为智能电网提供数学支持和预测能力，以期达到改善电网的稳定性、安全性、可靠性和运行效率的目的；
- 新型电力电子装置；
- DER 运行；
- AC/DC 微网运行；
- 运行管理系统（带有高级传感器）。

3. 高级输电运行 (Advanced Transmission Operation, ATO)

ATO 强调阻塞管理和降低大规模停运的风险，ATO 同 AMI、ADO 和 AAM 的密切配合实现输电系统的（运行和资产管理）优化。输电网是电网的骨干，ATO 在智能电网中的重要性勿容质疑，其技术组成和功能如下：

- 变电站自动化；
- 输电的地理信息系统 (GIS)；



- 广域量测系统;
- 高速信息处理;
- 高级保护与控制;
- 模拟、仿真和可视化工具;
- 高级的输电网络元件, 如电力电子(灵活交流输电, 固态开关等)、先进的导体和超导装置;
- 先进的区域电网运行。

4. 高级资产管理 (Advanced Asset Management, AAM)

实现 AAM 需要在系统中装设大量可以提供系统参数和设备(资产)“健康”状况的高级传感器, 并把所收集到的实时信息同如下过程集成:

- 优化资产使用的运行;
- 输、配电网规划;
- 基于条件(如可靠性水平)的维修;
- 工程设计与建造;
- 顾客服务;
- 工作与资源管理;
- 模拟与仿真。

从图 8.1 不难发现上述模块的紧密联系, 是智能电网运行的基本平台。

首先, AMI 同用户建立通信联系, 提供带时标的系统信息; 其次, ADO 使用 AMI 的通信收集配电信息, 改善配电运行; 而后, ATO 使用 ADO 信息改善输电系统运行和管理输电阻塞, 使用 AMI 让用户能够访问市场。

与此同时, AAM 使用 AMI、ADO 和 ATO 的信息与控制, 改善运行效率和资产使用。

8.3 中国特色智能电网及其意义

8.3.1 中国智能电网的设计特点

电力行业是社会的基础产业, 不仅是能源供应的保障, 而且为社会平稳发展提供动力。电网建设与国家能源资源结构、产业布局、经济发展规划和相关政策密切相关, 同时也与本国的能源资源条件、能源资源输入可能性以及国家能源战略安全等密切相关。



国外发达国家的电力系统相对成熟，整体构架比较合理，电力需求趋于饱和，电力供应趋向平衡。在自由经济市场体系中，国外电力行业追求的是电网服务质量最优化和市场效益最大化，这也决定了国外智能电网建设主要从从用户端的角度来看待和研究智能电网，侧重于建设安全、高效、环保的智能电力系统，更多地强调信息与电网的结合及基于信息的业务重整。

中国的国情决定了必须建设中国特色智能电网。一方面，目前国民经济的快速发展使得电网建设规模日趋扩大，电网负荷变动剧烈，区域负荷不平衡；另一方面，原有的能源资源分布不平衡，必须提高电网输送能力，发展远距离、大跨距、大容量输电，加强统一协调和规划建设，形成统一调度运行的统一或联合电网。

对于如何构建中国智能电网，我国能源专家武建东提出了“互动电网”的概念，如图 8.2 所示。互动电网的定义为：在开放和互联的信息模式基础上，通过加载系统数字设备和升级电网网络管理系统，实现发电、输电、供电、用电、客户售电、电网分级调度、综合服务等电力产业全流程的智能化、信息化、分级化互动管理，是集合了产业革命、技术革命和管理革命的综合性的效率变革。

当前和未来一段时间内，中国特色智能电网就是在以特高压电网为骨干网架、各级电网协调发展的坚强电网基础上，将先进的信息、通信和控制技术，以及先进的管理理念与我国电网实际紧密结合，在不断降低成本、提高效率和效益、改善整个电网可靠性及可用性的前提下，优化电网运行，科学制定企业战略规划，实现电网资产的全寿命周期管理，扩大电网为电源和电力用户服务的功能和提高电网服务水平的手段和模式。

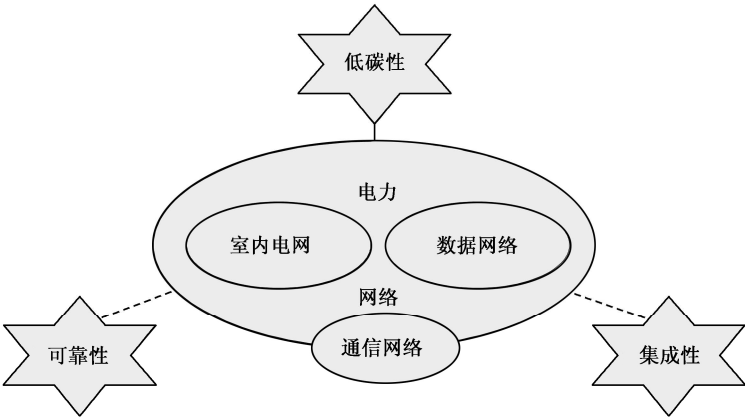


图 8.2 互动电网概念图

因此，中国的互动电网将具备有三大优势：

- ① 低碳性。智能电网通过需求侧管理持续监控电力消耗和主动管理设备耗能方



式,有效地减少家庭、办公室和工厂的电力消耗,在用电高峰期能够在不同区域间进行及时调度,平衡电力供应缺口,实现电力系统的安全经济运行。此外,通过双向的信息传递和分时电价,改变电力用户的用电行为,以“削峰填谷”,降低系统对电源容量的需求。这个电网建成后除了能够输送传统煤电外,还能够输送可再生能源,如风电和太阳能。我国之所以高调提出大力建设智能电网,主要是为支持风电、太阳能等新能源接入,支持需求侧管理。

② 集成性。智能电网通过不断的流程优化和信息整合,实现企业管理、生产管理、调度自动化与电力市场管理业务的集成,形成全面的辅助决策支持体系。

③ 可靠性。现代化的电网在建设时就要考虑彻底安全性,在电网发生大扰动和故障时,智能电网仍能保持对用户的供电能力,而不发生大面积的停电事故;在自然灾害和极端气候条件下或在人为的外力破坏下仍能保证电网的安全运行;具有确保信息安全和防计算机病毒破坏的能力。智能电网技术可以更好地对人为或者自然破坏进行识别和反应。实时信息可以让电网操作员隔离被破坏的环节,让电力绕过损毁区域,重新供电。

现阶段,国家电网的建设主要集中在数字化变电站和监控决策软件体系。

1. 数字化变电站

国家电网公司从2005年开始数字化变电站研究工作,电网的数字化能够为电网智能化的实现提供技术保障。数字化变电站将是智能电网的一个自愈智能节点,以变电站数字化为重点,以电网数字化为支撑,最终将形成以电网自愈为重要特征的智能电网。

数字化变电站现阶段有三个特征:数字式互感器及智能高压电器的应用,基于IEC61850规范的标准化信息模型和网络化的信息处理,以及智能化的运行管理。这些特征使得综合测控、保护和信息管理于一体的综合自动化变电站系统成为可能。国家电网公司在数字化变电站研究和应用领域取得的成果,使在变电站一次设备、变电站通信网络等方面具备了一定建设智能电网的条件,对我国智能电网的发展将起到重大的推动作用。

2. 监控决策软件体系

智能电网能够全面监控电网中所有的节点、线路和设备,采用先进的计算机优化算法,电力系统保护与控制法,采集、组织和分析电网中的海量数据,并在此基础上形成辅助决策系统,为运行人员提供解决方案,从而实现电网的实时动态管理。

实现先进监控软件和辅助决策系统的研究方向,主要集中在以下几个方面:

- 分布式与集中式监控系统相结合;



- 多代理系统（Multi-Agent System, MAS）的应用；
- 高级的可视化界面和运行决策支持；
- 电力系统运行趋势的决策能力。

8.3.2 智能电网的意义

能源转型是人类生存永恒的主题，全球经济的复苏是眼下刻不容缓的事实。发达国家和发展中国家都必须面对能源产业的压力，尤其是中国，时势创造机会，实践把握机会，不仅是产业升级的需要，更是参与全球竞争的良性平台。

对于我国政府来说，不合理的能源结构严重制约着国民经济的进一步发展，能耗大国所取得的经济回报不足以平衡资源获取与污染治理的水平关系，更何况中国微不足道的人均资源占有量，这样的事实直接反映出了我国在世界能源领域的被动地位。因此，智能电网已经成为参与全球科技、产业竞争无法回避的重要环节，该领域及其所在的能源领域竞争的成败将直接影响到未来中国现代化建设在全球框架下的地位和作用。

对于我国的电力设备制造商来说，全球建设智能电网的热潮推动着潜在的经济热点。我国的装备制造业基础落后，技术结构低下，长期以来只是作为中低端产品的生产者，缺乏国际市场竞争力，与我国工业复兴的战略地位不相符合。国家“十一五”规划明确提出“要大力振兴装备制造业”，因此，广大电力设备制造商应该加大自主创新能力，不仅要吸收国外优秀科技成果，还应拓展自己的知识产权。

8.4 智能电网中的电力线通信

智能电网主要包括智能输电网和智能配电网。智能配电网是一个集成了传统和前沿配电工程技术、高级传感和测控技术、现代计算机与通信技术的配电系统，更加安全、可靠、优质、高效，支持分布式电源（Distributed Electric Resource, DER）的大量接入，并为用户提供择时用电等与配电网互动的服务。

智能配电网主要面向用户端，提供可靠性电力传输，有效利用分布式能源，满足用户多样化的需求。实质上，智能配电网就是智能电网的核心。

建立高速、双向、集成、实时的通信系统是实现智能电网的基础，没有这样的通信系统，任何智能电网的特征都无法实现。因为智能电网的数据获取、保护和控制都需要这样的通信系统支持，因此建立这样的通信系统是迈向智能电网的第一步，同时



通信系统要和电网一样深入千家万户，这样就形成了两张紧密联系的网络——电网和通信网络，只有这样才能实现智能电网的目标和主要特征。

由于智能配电网主要面向用户端，因此，结合图 8.3，我们不难发现，在智能电网中，信息传输集中于低压电力网络和中压电力网络。

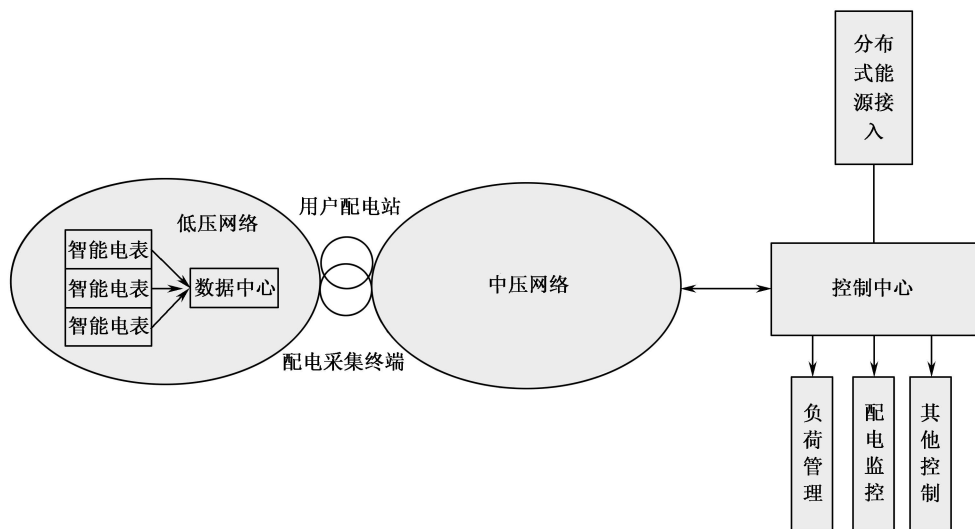


图 8.3 智能配电网雏形

因此，我们认为，智能电网是中国能源建设的必经之路，而电力线通信技术则是未来智能电网的核心技术。这样的通信网络首先必须具备实时性、双向性、可靠性的特征，而且基于电力网的特殊战略意义，电力线通信网络必须有足够的安全性；其次，在电力线通信网络技术被国外长期垄断的今天，积极参与国际电力线标准的制定和相关产业链的发展也将会是未来国家电力线通信的战略目标之一。

智能电网将会在电力线通信的基础上成为一个动态、实时信息和电力交换互动的大型的基础设施。

8.4.1 基于电力线通信的家庭电力系统服务

未来，随着国家特高压线路的成功铺设和配电网络系统的更新换代，一个成熟的国家电网系统将会提高居民用电质量。但是，居民在用电过程中依然存在难解之题。

首先，尽管“低碳”经济已经喊了多年，尽管分布式能源接入已经开始缓解能源供应的压力，但是目前以及未来相当长的一段时间内，可再生能源还将继续作为能耗资源巨头的角色，对于居民来说，最具现实意义的就是体现在电力价格的必然上涨和限时供电的残酷竞争。



其次,电力服务信息曾经只是作为电力部门调整配电网络的参考依据,数据资料比较单一,决策依赖性过强,会造成阶段性的用电饱和及供电过量,而且,只能在大范围的用电网络中起到调节作用(如小区电网),单向的数据传输,并不能客观而真实地反映用户用电需求和用电现状,影响居民用电机制的透明度和可靠性。

最后,随着信息产业的发展 and 市场的开拓,越来越多的智能家电和其他智能终端设备已经进入家庭,成为家庭中不可分割的部分,这给电力线通信技术提供了一个广阔的发挥舞台。作为覆盖面最广的网络,电力网络完全可以由电力供应商与宽带服务供应商合作,寻求电力线宽带服务项目,带动整个电力行业的发展。

以电力线通信为核心技术的家庭电力服务系统,是智能电网应用于社会民生的具体描述,是现代家庭对于高品质生活的向往,是现代社会对于长治久安的需要,也是现代国家,尤其是发展中的中国对于产业结构的改革措施之一。

该系统以智能电网为运行平台,以电力线通信为核心通信技术,以嵌入式系统为核心控制技术,将智能家居覆盖到生活的每个角落,合理规划家庭信息布局结构,将能耗管理、安保监控和智能家电有效结合。

由此,我们不难发现,整个系统的模块主要分为三部分(如图 8.4 所示):智能电表模块、家庭储能模块和处理终端。

智能电表模块连接家庭内部电网、小区配电网络和家庭储能模块,是家庭电力服务系统的基础,如图 8.4 所示。智能电表是智能配电网络的直接采集终端,包括用电量、用电功率、电压、电流等都通过电力线通信,向配电网络的控制中心传输。同时,控制中心综合统计辖区内的配电使用情况,将电价信息、电力供应信息和用电推荐信息等传输到智能电表。对于用户来说,智能电表是用户进行决策的主要依据。

用户通过处理终端进行用电决策。处理终端可以是个人 PC,也可以是嵌入式系统集成模块,它将智能电表的信息通过宽带接入,传输给用户移动终端,用户决策反馈信息可采用智能辅助决策模式或用户直接决策模式。在智能辅助决策模式中,处理终端会根据当前用电信息(主要来自智能电表)和用户先前设定方案(家居生活质量),自动调整大功率电器和储能模块的工作状态,达到当前电力供给的最优方案;在用户直接决策模式中,用户对处理终端输入指令,完成操作。

家庭储能模块是家庭节能生活的重要组成部分。用户可以通过自己家庭内部的清洁能源进行发电并存储,此外也可以根据当前电价信息,直接从家庭电网中存储电源。家庭储能主要应用于两个方面:一是绿色汽车的能源供应,面向越来越多的电力汽车市场;二是突发情况下的临时供电,主要包括基础的照明功能和必要的安保措施,尤其是突发情况下的安保措施,一旦有突发事件(如断电、火灾等),直接切换到家庭储能电源,并通过宽带接入实时报告动向。

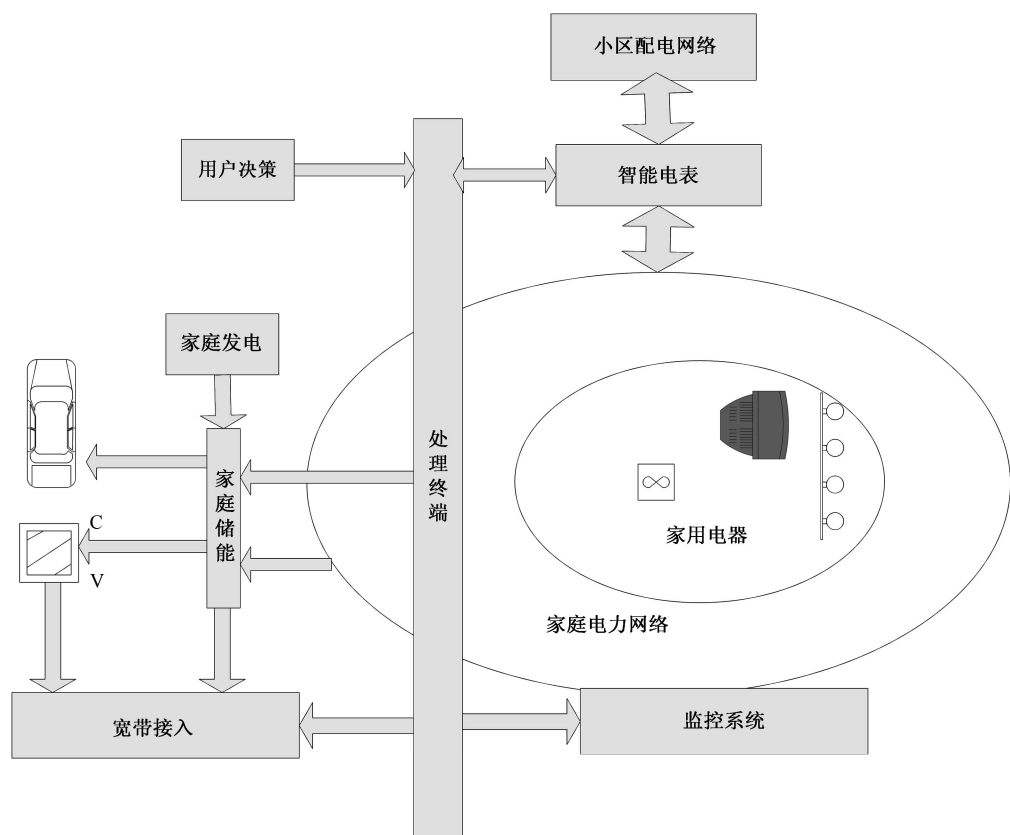


图 8.4 家庭电力服务系统展望

8.4.2 智能电表

2009 年 11 月，国家发改委发布南方电网、东北电网、华北电网、西北电网、华中电网、华东电网电价调整细则，每份文件都有一条细则“各省（区）销售电价每千瓦时提高 0.2 分钱，暂用于解决电网企业‘一户一表’改造投资还本付息等问题”。据估计，这份资金到 2010 年将达到 60 亿元，电网公司将会有稳定的资金进行“一户一表”改造，也意味着智能电表真正登上中国智能电网的舞台。

国家电网公司在 2009~2010 年智能电网第一阶段的项目中大约有 91 亿元用于智能电表、电表采集终端及后台系统。智能电表的标准于 2009 年 10 月 17 日颁布，11 月 18 日国家电网公司已经启动了第一批智能电表招标，这次招标包含 2 级单相远程费控智能电能表 680 多万只，1 级三相费控智能电能表 26 万只，招标金额大约 13 亿元。

预计国家电网公司于 2015 年前将全面建成用电信息采集系统，居民用户信息采集得到大规模应用，智能电表覆盖率超过 80%，用户超过 1.4 亿户，2020 年智能电表



的覆盖率将达到 100%。南方电网公司也表示将重点加强智能用电业务领域基础建设，将需求侧反馈信息从大用户延伸到低压用户，同时完善智能计量体系建设，实现自动计量系统的升级改造，实现“全采集、全覆盖”。

智能电表作为智能电网的重要组成部分，是能源经济全球化的必然趋势之一。在意大利，几乎全部家庭都已安装了智能电表；在美国，奥巴马上台 5 天之后，美国白宫即发布了《经济复兴计划进度报告》，宣布美国政府未来 3 年内，将为美国家庭安装 4 000 万个智能电表；英国政府计划在 2020 年前，在全国的家庭中安装智能电表。强大的需求，也造就了日趋强盛的智能电表产业。

智能电表的设计基础是追求更高性能和存储的智能模块，其中连通性和嵌入式控制则是打造智能电表的关键。下面介绍飞思卡尔电表参考设计方案。飞思卡尔提供的多元电表解决方案，可以帮助工程师们更快地完成一个单独的或者三相计量的设计工作，比如新的 32 位 MCF51EM MCU（如图 8.5 所示）能够满足、优化多个测量程序，包括：有助于仪表安全的防拆检测功能，可同时另一个分区进行固件更新，集成的 LCD 控制能够降低系统的成本，带有相位延迟补偿功能的 16 位 ADC 芯片。

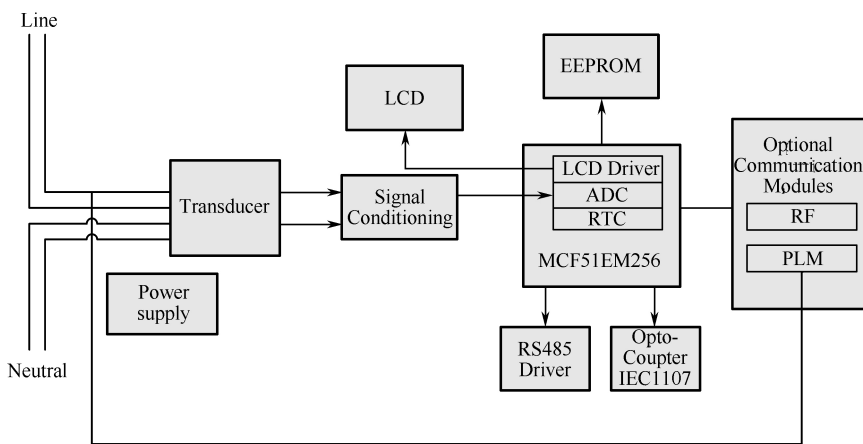


图 8.5 飞思卡尔电表参考设计方案

飞思卡尔在“电表参考设计”解决方案中应用的 MCF51EM 32 位 ColdFire MCU，是一款高度集成的具有高性能外设的单芯片器件。这款多相电表参考设计就是基于 EM 家族最高端的 MCF51EM256 设计的，并面向成本优化的单相或三相智能电表。参考设计中包含必要的硬件和软件，使智能电表的开发变得更迅速、更便捷。目前，全球各地的政府和企业都在大力推动家用和工业用节能型智能计量系统，飞思卡尔特别开发 MCF51EM 家族 MCU，正可以帮助开发者在大量住宅和工业应用中缩减成本、降低电表设计的复杂性。凭借丰富的集成外设，它能支持大量不同的显示面板，不仅可以降低整体系统成本和功耗，同时还可以通过远程固件更新减少维护成本，从而轻



松确保电表的安全。

今时今日，电子设备生产厂商希望向用户提供扩展的服务来增加效益，与之相类似的是，有线电视公司和电信公司也正在扩大 VoIP（Voice over IP）和高速宽带接入业务，他们需要尽可能地利用现有的设备，如同轴电缆、电话线等进入家庭网络，但是用户终端的接入点会额外增加设备和布线，导致工程复杂。因此，越来越多的厂商考虑到了利用现有的电力线设备来进行用户终端的宽带接入，智能电表就是其中一个选择。

智能电表如图 8.6 所示，包括传感器、A/D 转换器和以 CPU 和 DSP 芯片为核心的处理单元。传感器检测到配电系统中，进屋线路的电参数，如电压和电流。传感器还应包括电压互感器和电流互感器，以保证进屋线路的每一个时段中，电压互感器和电流互感器都被耦合。每一个互感器的初级绕组被进屋线路耦合，而次级绕组输出感应电压和感应电流。每一个互感器的输出与 A/D 转换器相耦合，A/D 转换器输出数字信号，将其传输给 DSP 和 CPU 等处理单元。CPU 通过当前 A/D 转换器所得数据，计算用电量并且控制整个电表运行，DSP 同时也进行电量计算为 CPU 释放资源，这样可以缓解 CPU 在整个系统运行高峰期的工作量。电力供应模块的初级绕组与进屋线路相耦合，在次级绕组中，通过一定数量的绕组提供 5 V 直流电压。另一方面来说，电力供应模块中的不同电路、不间断电源（UPS）等保证了电源的独立性和可靠性。用户可以在用户界面获取信息，并完成相应操作。

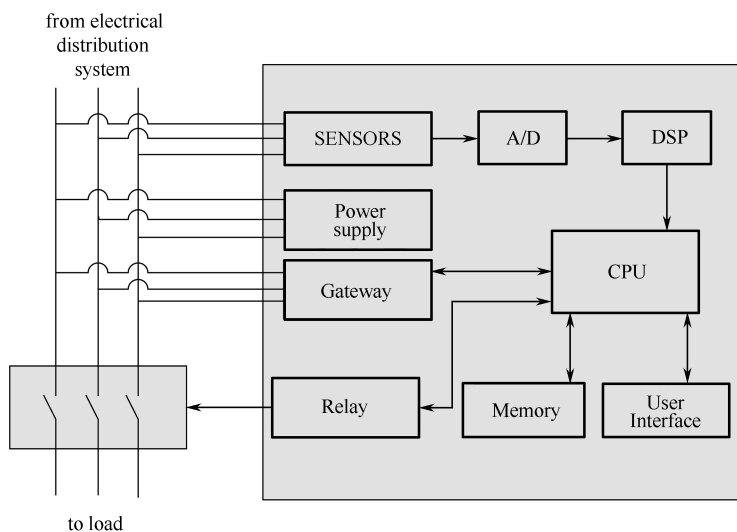


图 8.6 智能电表结构框图

在存储模块中，用户可以选择存储视频资源或是其他数据。智能电表中的网关模



块把高速数据加载到进屋线路的交流波形上，高速数据以射频形式在配电网中传输，满足各类通信协议，如 TCP/IP、POP3、FTP、PPP。网关包括 MAC，以提供物理地址和逻辑网络地址。这样，除了提供宽带接入服务外，电力供应商还可以连接智能电表的 CPU 或存储单元而方便进行用户用电信息的获取。

然而，当 50~60 Hz 的电信号经过电表时，用于数据传输的高频信号会发生衰减，影响电力线通信的性能和传输质量。因此，通信系统往往需要一个旁路设备来减少数据通信中的衰减。

一个电表旁路设备简图如图 8.7 所示。高通滤波器引导高频数据沿电力线低衰减的通过，也保证了电表对用户用电信息准确的测量。结合图 8.5 和图 8.6，我们不难发现，智能电表的未来发展方向可以归纳为以下几点：

① 低功耗、低成本。智能电表的最大作用就是在碳经济的今天，能更好地控制能耗排放、提醒和监督用户用电，那么，电表本身的功耗要求应该达到节能的效果。

② 功能多元化。电表作为用户电网接入路径的主节点，不仅是家庭电力网络与电力供应商之间连接的枢纽，更是应该成为家庭网络与全球网络通信的接口。此外，多媒体服务领域的市场扩充，需要有更多的硬件支持服务供应商的业务，智能电表在未来会集成更多的功能。

③ 测量精确化。智能电表的核心功能依然是实时或分时地测量当前用电信息。电表功能的增加会导致不同频率信号对低压电信号的干扰，以及家庭网络的电磁环境对电表检测精度的破坏，更安全、更可靠的电表测量系统也是未来智能电表的发展目标。

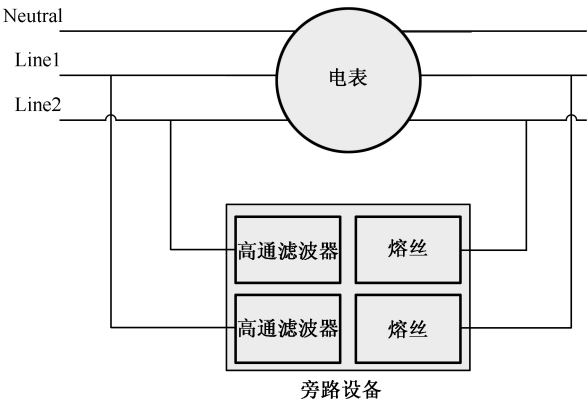


图 8.7 电表旁路设备简图



思 考 题

1. 谈谈你对家庭网络 and 智能电网关系的理解。
2. 你认为智能电网应该给人民生活带来的最大便利是什么？
3. 分析智能电表的发展趋势。
4. 智能电网所涉及的关键技术有哪些？
5. 智能电网较传统电网有哪些优势？

第9章 电力线通信与物联网



开始吧

前言

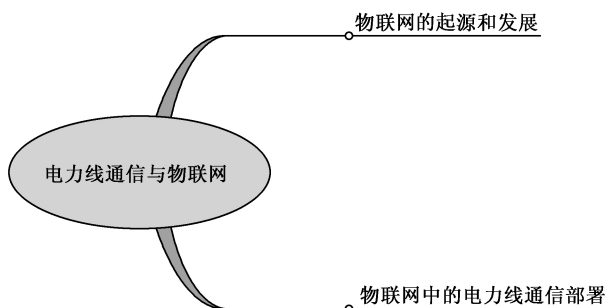
物联网是继计算机、互联网与移动通信网之后的世界信息产业第三次浪潮，它通过射频识别（RFID）、红外感应器、全球定位系统、激光扫描器等信息传感设备，按约定的协议，把任何物品与互联网连接起来，进行信息交换和通信，以实现智能化识别、定位、跟踪、监控和管理的一种网络。

本章简单介绍物联网的起源和发展，重点论述电力线通信作为新型传输媒介在物联网平台下的巨大创新应用。



怎么回事？

本章概要



学海聆听

投资未来的人是忠于现实的人。



9.1 物联网的起源和发展

从物联网发展的前景和空间来看,物联网比互联网的发展空间和市场前景要广阔得多。目前我们互联网的终端 PC 的用户量在 1 亿的数量级范畴当中。物联网的信息终端需求量在 10 亿级,智能电子设备的需求量在 30 亿级,微处理器的数量是在 5 000 亿级,传感器的数量在万亿级以上,所以物联网整体的发展空间比互联网要大多。也有权威机构已经做出预测,物联网的产值将是互联网的 30 倍。从互联网跟物联网比较的情况来看,互联网和物联网既有联系又有差别。从起源的角度来看,互联网是因为计算机技术的出现和信息传播速度的加快而诞生的,物联网是因为传感技术的创新和云计算的诞生而催生物联网的发展的;从面向的人群或对象来看,互联网面对的是人,而物联网面对的是物;从使用场景来看,互联网使用的是虚拟世界展现的,物联网展现的是现实的世界;从核心的技术所有者来看,在互联网时代,主流的操作系统提供者和语言的开发商是技术的所有者和最终的赢者,在物联网时代,芯片的技术开发商和标准的制定者将成为顶层的技术拥有者和最终的赢者。

物联网的概念最初在 1999 年,由麻省理工学院提出。当时麻省理工学院的几个学生在实验室做了一个实验,将几台设备进行组网管理,形成物联网的雏形。

2005 年国际电信联盟 (ITU) 发布了《ITU 互联网报告 2005: 物联网》,报告引入了“物联网”的概念,指出无所不在的“物联网”通信时代即将来临,世界上所有的物体从轮胎到牙刷、从房屋到纸巾都可以通过因特网主动进行交换。射频识别技术 (RFID)、传感器技术、纳米技术、智能嵌入技术将得到更加广泛的应用。按照国际电信联盟 (ITU) 的定义,物联网主要解决物品到物品 (Thing to Thing, T2T), 人到物品 (Human to Thing, H2T), 人到人 (Human to Human, H2H) 之间的互连。这里与传统互联网不同的是, H2T 是指人利用通用装置与物品之间的连接, H2H 是指人与人之间不依赖于个人计算机而进行的互连。需要利用物联网才能解决的是传统意义上的互联网没有考虑的、对于任何物品连接的问题。

2008 年 3 月,苏黎世举办了全球首个国际物联网会议“物联网 2008”,探讨了“物联网”的新理念和新技术以及如何将“物联网”推进发展的下个阶段:将现实世界的物体集成进虚拟的网络中,使实物对计算机而言是可感应的输入设备。

2009 年 8 月 7 日,温家宝总理在无锡视察太湖流域经济结构调整时,明确指示加快物联网产业发展,迅速在无锡建设中国的传感信息中心或者叫做感知中国中心,要在传感网的发展中早一点规划未来,早一点突破核心技术。



2010年1月,中国物联网研究发展中心在无锡挂牌成立。同月,无锡物联网基地成为工信部发布的《工业和信息化部正式批准第一批“国家新型工业化产业示范基地”》中的名单之一。

随着处理器、存储器、网络带宽等的成本的下降,嵌入式系统广泛应用于众多领域,特别是广泛应用于各类物理设备中,如飞机、汽车、家电、工业装置、医疗器械、监控装置和日用物品。国际上把利用计算技术监测和控制物理设备行为的嵌入式系统称为网络化物理系统。

CPS(Cyber-Physical Systems)是物联网的专业称呼,侧重于物联网内部的技术内涵;而物联网是CPS的通俗称呼,侧重于CPS在日常生活中的应用。从专业的角度来看,CPS提供了物联网研究和开发所需要的理论和技术内涵;从应用的角度来看,物联网提供了CPS未来应用的一个直观画面,更加适合于普及CPS方面的科学知识。

9.2 物联网中的电力线通信部署

不可否认的是,物联网确实像一张大网,包罗了我们生活的点点滴滴。我们从未像现在一样,惊讶于我们身边的一切,包括自己,同时成为感知和被感知的主体。语言和思考再也不是动物才会出现的特征,通信是如此纯粹,就好像万物本来就应该是这样。

物联网是一个智能化传感器网络。在现有的传感器网络分析介绍中,无一例外所强调的都是无线传感器网络(Wireless Sensor Network, WSN),因为它微型化、低功耗和灵活的组网方式、铺设方式以及适合移动目标等特点受到广泛重视。

现在已经有了成熟的传感器网络规范,包括物理层、链路层、网络层。常见的传感器网络通信技术有蓝牙、红外数据传输、Wi-Fi、ZigBee等,尽管如此,无线传感器网络技术的成熟并不能掩盖其应用环节的薄弱。

首先,无论是物联网的信息汇聚型业务,还是更深远的泛在服务业务,单一的无线传感器网络始终无法满足整体需求。在业务的构架中,必须针对不同的业务需求,提供相应的传感器网络组,此时,无线网络并不适合作为唯一的传感器网络。

其次,物联网是改造世界的利器,这必然是以改造公共基础设施为出发点,以人性化和高成本效率为准则。因此,相比于无线网络的高昂造价及其并不稳定的穿透能力,电力线将会成为新的传输网络,得到更多的关注和重视。

最后,随着智能电网逐步取代传统电网的趋势,电力网络作为一个覆盖面最广、传输节点最多的网络,意味着任何带电终端都可以成为信息传输的起点和终点,无疑会为我们提供巨大的信息资源,成为物联网的主干通信媒介。



9.2.1 医疗卫生

物联网对人类文明的促进首先体现在成功改造医疗卫生行业。医疗服务体系的核心——医院应该承担更多的责任和义务。医院智能信息平台将会扩展信息范围，利用电子计算机和通信设备，为医院所属各部门提供对病人诊疗信息和行政管理信息的收集、存储、处理、提取及数据交换的能力，并满足所有授权用户的功能需求。

医院智能信息平台意味着医院的信息化建设，除了传统意义上的医院各部门信息化（包括财务、市场等）外，更需要医疗配置信息化的建设，这不仅可以改善患者的就医体验，缩短滞院时间，减少服务差错，还可以完善个人健康档案的管理，如图 9.1 所示。

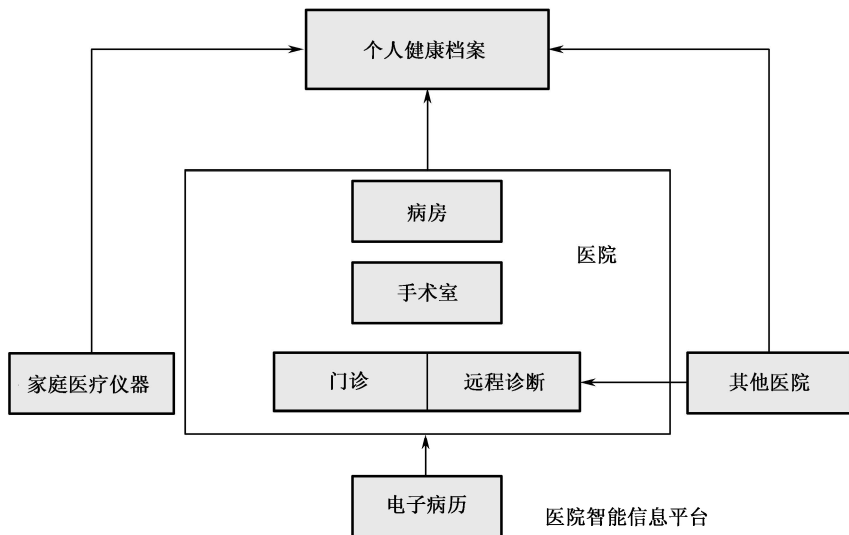


图 9.1 医院智能信息平台创意框图

医院是公共医疗体系中的核心部分，也是个人健康档案的主要数据支持单位。现如今，电子病历已经登上医疗行业的舞台，并且于 2010 年 2 月出台了试行的规范，病历也不再是一本“只有医生才看得懂的天书”，还可以让病患真正拥有健康知情权，减少病历所引发的医疗过失；家庭医疗仪器的逐渐普及，可以有效解决医疗保健成本不断增加、医疗资源相对紧缺的问题，是社会医疗保险体系的巨大进步；而医院主体的信息网络搭建和管理工作，也正蓄势待发。

医院是监护患者身心健康和卫生的机构，但是谁来监护医院场所的环境健康？这个看似荒诞的事实，本应该是医疗盲点，却一直成为医院心安理得的存在。作为病患收容的集散地，医院的疾病感染和空气污染不容小觑。门诊大厅、医疗科室、手术室



和病房应该是医院监控的重点区域。门诊大厅以其半开放的特性，可以允许部署无线传感器网络对其进行环境监测和视频监控。但是，对于长时间作为封闭空间的医疗科室、手术室和病房来说，无线网络的穿透性受到局限，此外，无线网络可能会对某些高精医疗设备仪器造成不必要的干扰，这些都可能成为医疗隐患。因此，我们认为，在避免重新布线的烦琐条件下，医院通过部署电力线通信网络，实时监控各个节点，通过环境监测传感器感知环境中温湿度、氧含量、噪声水平等参数，提醒医生和患者做好应变准备；通过视频摄像，患者家属探视亲人的病情，缓解家属的焦虑，也提高了医院的医护水平，还可以对患者的手术和看护进行存档，以供学习和备案。而电力线通信网络的搭建，更将促进通信系统使用、维护、保养的方便。

电子医疗器械正走向智能化、网络化和模块化，这使得设备的功能更加细致，也为医疗团队提供了更加可信的诊断依据。在诊疗过程中，医疗设备也需要集体作业，从各方面检测病人的相关数据，这意味着多设备融合技术也将成为物联网的宠儿。医疗仪器的接口操作问题是多设备融合技术的关键。每个设备都应该具有电力线接口，这是接口统一化的捷径，首先电力线通信将会解决设备间烦琐布线的困扰，节省人力消耗；其次，通过统一化的电力线接口，制造商可以更加方便地设计上位机软件，为医疗团队服务；最后，电力线接口的使用降低了设备成本，我们将会看到更多的仪器走进医疗团队中来。

9.2.2 现场监控

越来越多的施工现场需要我们进行实时的数据采集和数据分析，从而在工程项目得到合理的反馈信息，监督工程各模块的进程，统筹把握系统运行。

特别是存在安全隐患的区域，信息的采集和传输受到了客观条件的限制。

① 实时信息。其中，环境数据的变化直接影响工程质量和现场工作人员的人身安全，因此需要保证信息的实时性和准确性，为系统应变机制提供依据。

② 部署专用传输信道。特殊环境中，传输信道难以合理的布置，不仅是成本控制的问题，更有可能破坏原本稳定的施工现场，因此需要谨慎设计。

③ 机动性。工程环境具有多变性和不确定性，同时基于传输信道的考虑，研发能即时接入传输信道的测量体系是目前市场上的主流方向。

下面以矿井通信系统为例，介绍电力线通信系统在隐患现场的应用。

我国目前的矿井通信系统主要用于对各种易燃易爆气体和矿井通风状况的监测监控。矿井通信系统大大提高了矿井安全生产水平和安全生产管理效率。

现有的井下通信系统大多数采取井下分站连接若干个传感器的结构（如图 9.2 所示）。由井下分站对传感器数据进行读取和处理，并将获得的信息上传给井上的管理



系统。井下分站与井上管理系统的数据通信采用独立的数据总线，这就使得井下传感器和井下分站的布置位置受到架设通信线路的限制。而电力线通信所具有的特点不仅使得其施工简单、可应用的范围广泛，更重要的是使用电力线通信的监测监控节点，可以深入到矿并的各个部位。理论上讲，只要有电力线的地方，就可以进行监测数据的采集和发送。电力线节点可以实现即插即用，因此可以随着生产的进行，灵活调整监测点的位置。

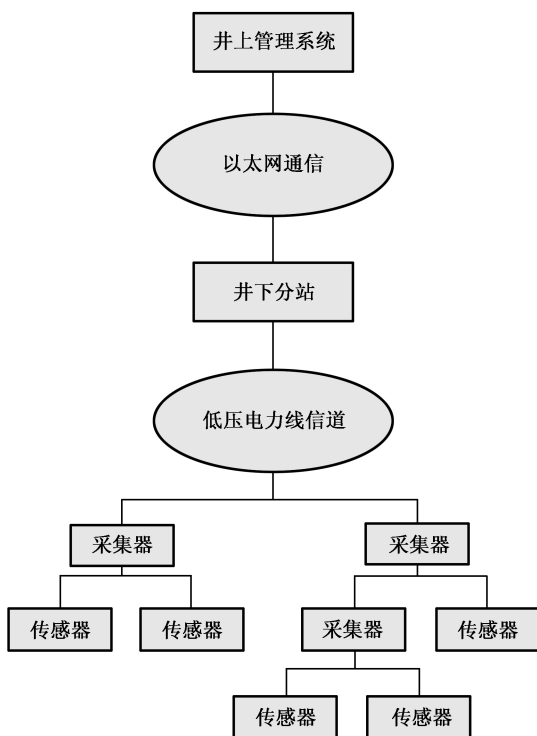


图 9.2 矿井通信系统

目前的矿井监测监控系统数据的传输速率属于 **kbp**s 级别，属于低速率传输。而目前的电力线通信芯片的设计速率基本上属于 **Mbp**s 级别，因此，处理和传输目前井下各种传感器产生的数据是绰绰有余的。此外，由于井下监测监控数据系统的数据并不注重保密性，因此，电力线通信中比较棘手的信息安全问题在这里也可以不考虑了，这样也会为通信系统的开发免除很多难题。

9.2.3 智能交通

城市化建设，让更多的居民感觉到了出行的难题。

公共交通设施满足庞大的人口基数、高节奏生活应对突发交通状况、有限能耗匹



配无限需求，这些都是典型的交通顽疾。交通改革任重而道远。

快捷、安全、低碳是智能交通新的标志。

路况信息是分析城市交通状况、选择合理出行线路和避免车辆过度拥挤的参考数据，然而目前并没有合适的渠道去实时辨识路况、分享路况信息。智能交通引导系统利用摄像头、交通流量传感器和遍及全市的电力线布局，采集路况信息。通过红绿灯、十字路口等基础设施上的无线发送端，司机和居民可以用车载路况信息接收端或者手机等无线接收端，实时地与相关路段通信，直接获得最新的路况，了解潜在的危险。对应不同的行驶需求，智能交通引导系统可以提供人性化服务。

车载安全系统是车辆设计永恒的话题。以降速传感器系统为代表的智能车载安全系统将逐步成为车载安全系统的首选。降速传感器系统有助于减少在高压城市交通状态下的车祸事故。这一防碰撞系统能够扫描车辆前方 10 m 左右三个位置的情况：右侧、左侧以及正前方。一旦传感器探测到前方有其他机动车辆、摩托车、自行车或者行人，它就会向安装在靠近后视镜位置的“交通接收器”发出信号。紧接着，交通接收器就会利用接收到的信号和降速器计算汽车与前方物体之间的距离，提醒司机或者强行减速。以简化布线和减少成本为目的，电力线通信技术开始应用于车载系统的通信。在降速传感器系统中，传感器将采集到的数据通过电力线传输至车载 CPU 分析处理，并将车辆其他模块的控制信号通过电力线进行传输。在碰撞的瞬间，系统将会对刹车系统迅速反应，同时收紧座位安全带，假设驾驶员踏刹车，但力量过小，那么刹车系统会自动干预以确保足够的刹车力度。

9.2.4 智能家居

随着信息技术的快速发展，个人或家庭对信息服务和管理的需求越来越大；特别是随着经济的快速增长，人们对居住环境的安全性、舒适性和效率性的要求越来越高，家庭住宅中对智能化的需求呈现多样性。

家庭网络是代表家庭信息化的一种新概念，它是全方位提供智能化服务的网络系统，是指在家庭内部通过一定的传输介质将各种电气设备和电气子系统连接起来，对内实现资源共享，对外能通过网关与外部网互连进行信息交换。家庭网络的主要功能有安全服务、通信服务、能源管理、自动控制等。智能家庭是具有家庭网络的住宅，可以提供给住户更好的家庭生活体验，并且屏蔽了复杂的实现技术和模糊的用户接口，安全、可靠且能保护用户的隐私。

智能家庭方案提供的业务可分为以下四大类：

① 家庭娱乐和通信：通过机顶盒提供数字电视、视/音频点播、网络游戏、视频电话以及远程教育等业务；

- ② 家庭安全：为家庭提供监控和告警，例如闯入警报、户外警报、烟雾/溢水监测和告警等。
- ③ 家庭自动控制：利用网络进行家电控制、照明控制、门窗控制等；
- ④ 家庭医疗保健：利用家庭医疗业务能够对家庭成员进行远程日常健康检查、心电图/血压/血糖/体重/肺活量测量、制定药疗计划视频会诊等。

基于电力线载波通信的智能家居系统，是利用载波通信技术实现有源家居电气设备的智能化控制和网络化管理的简单、便捷和环保的现代化家居管理系统，它是一个三层体系结构系统，分为以下三层（见图 9.3）：

- ① 接入层。其主要负责 PC、移动控制器和电话等用户接入终端接入设备的系统访问和交互支持。
- ② 控制层。其主要功能及服务由中心控制器完成，它是智能家庭系统的中心管理单元，负责接收终端用户的控制指令，并将其转换为控制信号加载在电力线上。中心控制器还负责分检和接收从被控设备端传来的加载在电力线上的信息。
- ③ 执行层。其负责接收和分检中心控制器加载在电力线上的控制指令，并根据系统对设备的管理模式采集需要控制的家电设备信息，并将其加载在电力线上，发送给中心控制器。

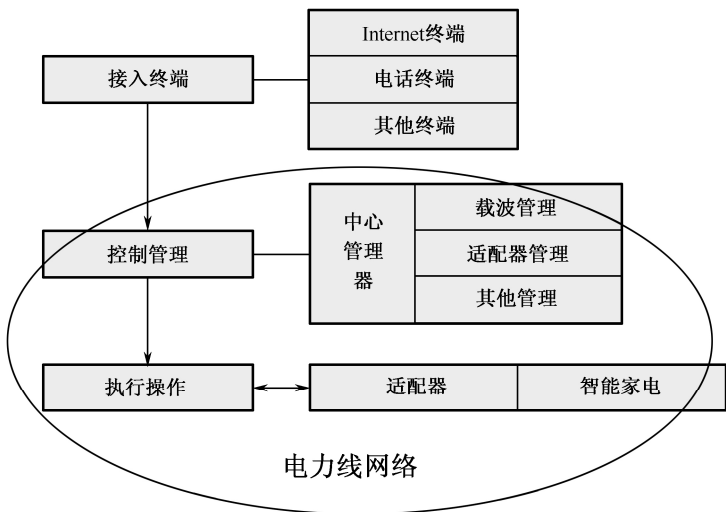


图 9.3 家庭网络结构图

其中控制适配器实现执行层的功能，对智能家庭中的所有电器设备进行现场控制与管理。智能家庭通过控制适配器挂接到家庭中的 220 V 电力线上，采用现场总线结构组建监控网络可方便地去除和增加控制节点，并将电器设备的控制分散到了各个智能控制节点中，实现了真正意义上的集中管理和分散控制。



网络数据由与家电设备相连的电力线传送，并通过 HomePlug 或者其他协议实现交互，PLC 主控终端接收到 Modem 解调出来的网络信号后，将其转换为电力线通信的数据包，并进行加密、OFDM 调制、D/A 转换、放大等处理，然后通过耦合电路将电力线差分信号耦合到家庭的 220V 交流电力线的相线和中性线上。这样，在家庭的任何一个电源插座处，均可通过耦合电路获得电力线差分信号；接着通过 PLC 局端通信接口对电力线信号进行滤波、A/D 转换、增益调整、OFDM 解调等处理；再将数据还原为标准的网络信息送到 PC 网卡，或者直接根据接收的信息内容，通过 PLC 局端的微处理器控制其他家电设备和安防控制设备。同理，PC、其他家电设备或安防控制设备的数据和状态信息，也可以按照相反的过程传到 PLC 主控终端，经过 Modem 发送到 Internet 网上，供远程用户使用。

将 PLC 与 IPv6 进行融合可以适应更加长远的发展需求。首先，充分应用智能家电的能力，给它们各自分配一个 IP 地址。IPv6 的巨大地址空间，满足了用户快速增长的 IP 地址需求，这样每个信息家电拥有自己的网络标识，可以在大规模的 PLC 网上，以透明的方式提供端到端连接以及更多、更优质的服务。其次，IPv6 的自动配置功能，能够实现用户期待的易于安装、即插即用功能。IPv6 对路由器和主机提供一系列自动配置机制，有可能在网上实现即插即用。这样信息家电就可以简单方便地上网。未来最具市场发展潜力的信息家电、网络电视、机顶盒等，最适合利用 PLC 技术，这些设备可用来组成家庭自动化的远程接入网络，从而实现家电的遥控、报警和监控功能。

可扩展的人机互动桌面（Scalable Interactive Table System, SITS）是物联网技术发展应用的标志性产品，其中包括一个交互式桌面和远程服务器。SITS 配备有一个触摸屏、一个 RFID 读取器和 PLC 的模块。PLC 模块提供了一个全新的通信布线方式连接到互联网。通过 RFID 读取器进行用户身份识别，用户会在显示的触摸屏上看到他的个人资料，并根据他个人在服务器中的记录，收到警报、文本建议或是语音建议。此外，服务器可以为用户提供个性化的定制系统和应用。SITS 可以提供一个可扩展的基础平台，而不需要强大的计算机运行能力或安装在昂贵的软件，这提高了系统的实用性，降低硬件和软件成本。

图 9.4 为 SITS 的框图，系统具有很多特点。首先是硬件系统和软件系统的可扩展性，用户可以在不同环境下选择不同的显示屏幕；其次是物联网的核心技术——射频识别技术（RFID），它帮助系统识别用户，并且还原用户存储在服务器中累计操作；最后是 no-new-wire 通信系统，通过使用电力线通信系统，SITS 可以被放置在任何位置而不需要重新布线就能上网。

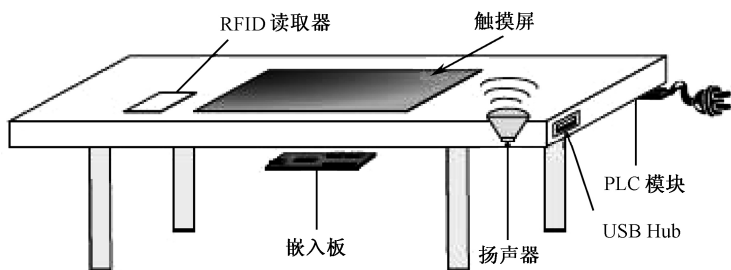


图 9.4 SITS 系统框图

思考题

1. 你认为物联网应该给人民生活带来的最大便利是什么？
2. 你身边是否已经出现了物联网的相关应用，你是如何看待它们？
3. 物联网的通信媒介有哪些，各自的优势是什么？
4. 查找物联网应用的相关资料，着重于其中一个应用点写一篇小论文。

参 考 文 献

- [1] 侯春萍. 宋胜辉. 贾蕾, 曹达. OFDM 系统中两种变换域信道估计模型及其应用环境[J]. 天津大学学报, 2004, 2: 135-138.
- [2] 蔡红娟. 贺良华. 基于低压电力线通信的信号耦合电路设计. 电力科学与工程. Vol.23, No.1, Mar.2007.
- [3] 郑安平. 罗丹羽. 娄艺. 王瑞花. 闫艳梅. 嵌入式以太网通信的智能电表设计. 电力系统通信, Vol.1 28, No. 181, Nov 10,2007.
- [4] 洪俊安. 低压电力线网络通讯协议的设计. 2004 年度华南理工大学硕士学位论文.
赵峰. 低压电力线载波通信模块协议软件的研究与实现. 2006 年度电子科技大学硕士学位论文.
- [5] 肖世杰. 构建中国智能电网技术思考. 电力系统自动化, Vol.33 No.9, May 10, 2009.
南京大学 PLC 研究组. 跻身未来的电力线通信. 电力系统自动化.
- [6] 韩丰, 尹明, 李隽, 张义斌, 孙强. 我国智能电网发展相关问题探讨. 电网技术, Vol. 33 No. 15, Aug. 2009.
- [7] 吴疆. 用能效的观点比较中美不同的智能电网投资策略. 中国能源, Vol. 31 No. 9 Sep 2009.
- [8] 余贻鑫. 智能电网的技术组成和实现顺序. 南方电网技术, 2009, Vol. 3, No.2.
- [9] Halid Hrasnica; Abdelfatteh Haidine; Ralf Lehnert. Broadband Powerline Communications Networks. Wiley & Sons, 2004.
- [10] Klaus Dostert; Franzis Verlag . Power line Communications; Prentice Hall, 2001.
- [11] Yi-Ting; Lee; Chia-Hung Lien; Cheng-Hao Huang; Chun-Chieh Mao. Design of a Scalable Interactive Table System with Power Line Communication Consumer Electronics (ICCE), 2010 Digest of Technical Papers International Conference. Page(s): 475-477.
- [12] Franklin, G.A.; Shanshan Yang. Power Line Carrier Impedance Matching Monitor. IEEE SoutheastCon 2010 (SoutheastCon), Page(s): 255-259.
- [13] Okazima, N.; Baba, Y.; Nagaoka, N.; Ametani, A.; Temma, K.; Shimomura, T.. Propagation Characteristics of Power Line Communication Signals Along a Power Cable Having Semiconducting Layers. Electromagnetic Compatibility, Page(s): 1-4.
- [14] Alessandro Lasciandare1; Simone Bois,; Paola Bisaglia; Alessandro Moscatelli. Star GRIDTM: the first industrial system on chip platform full PRIME compliant. Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2010 IEEE International Symposium ,28-31 March 2010.



- [15] Se Won Oh; Hyochan Bang; Jae Gak Hwang. Light-weight RFID Device Interface for Controlling RFID Tag Memory Access. Advanced Communication Technology (ICACT), 2010 The 12th International Conference ,7-10 Feb. 2010.
- [16] Abdelfatteh Haidine ; Ralf Lehnert. Improvement of Bandwidth Assignment in Broadband PLC Access Networks by Means of Dispatching Method. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium on, Page(s): 107-112.
- [17] Bueche, D., Corlay, P., Coudoux F.X.; Gazalet, M.; Zwingelstein-Colin, M.. Analysis of the Power Line Channel Estimation Error based on Comb-type Pilot Arrangement. Power Line Communications and Its Applications, 2009;ISPLC 2009,IEEE International Symposium, Page(s): 290-295.
- [18] Kenichi Nakagawa; Satoshi Hosoya; Masamitsu Tokuda. Narrowband interference wave immunity characteristics of high-speed PLC with wavelet-OFDM. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium. Page(s): 113-119.
- [19] Hao Lin; Hayar, A.; Siohan, P.. An Information Theoretic Analysis on Indoor PLC Channel Characterizations. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium. Page(s): 1-7.
- [20] Tonello, A.M.; Tao Zheng. Bottom-Up Transfer Function Generator for Broadband PLC Statistical Channel Modeling. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s): 7-12.
- [21] Tlich, M.; Chaouche, H.; Zeddami, A.; Pagani, P.. Novel Approach for PLC Impulsive Noise Modelling. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s):20-25.
- [22] Rodriguez-Morcillo, C.; Rubinstein, A.; Rubinstein, M.; Rachidi, F.; Vukicevic, A.. Experimental Verification of Common-Mode Current Generation in Home Electrical Wiring in the Powerline Communications Band. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s): 58-61.
- [23] Lisa Bellanti; Marco Raugi; Mauro Tucci. Estimate of cyclostationary PLC channels by a modified Self Organizing Map. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s):62-67.
- [24] Shuxian Chen; Xiaodong Chen; Clive Parini. Measurement and Simulation of Powerline Channel using OFDM for UWB Communication. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s):79-84.
- [25] Le Phu Do; Ralf Lehnert. Distributed Dynamic Resource Allocation for Multi-Cell PLC Networks. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s):95-100.



- [26] Martin Hoch; Gerd Bumiller. Interoperability of Carrier-Modulated OFDM Systems with PRIME. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s):201-204.
- [27] Salvatore D'Alessandro;Andrea M. Tonello; and Lutz Lampe.Bit-Loading Algorithms for OFDM with Adaptive Cyclic Prefix Length in PLC Channels. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s):171-181.
- [28] Ndo, G; Siohan, P.; Hamon, M.-H. OFDM/OQAM Performance Analysis under Asynchronous Impulsive Noise. Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium Page(s):160-165.
- [29] Kagan; Erran. Intelligent electronic device for providing broadband internet access. United States Patent, Appl.No: 11/589,379.
- [30] Bhakta; Minesh. Power monitoring and control system and method. United States Patent, Appl.No: 11/178,822.
- [31] Berkman; William H; Mollenkopf; James Douglas. Power line communication rate limiting system and method. United States Patent, Appl.No: 11/156,611.
- [32] Berkman; William H. Bypass device and method for a power line communications system. United States Patent, Patent Number: 7307510.
- [33] Yu; Hong. Power mains data transfer system. United States Patent, Appl.No: 11/731,899.
- [34] Zitting; Brent R.. Coupling of communications signals to a power line. United States Patent, Appl.No: 11/425,271.
- [35] Bhakta; Minesh. Power monitoring and control system and method. United States Patent, Appl.No: 11/178,822.
- [36] Berkman; William H; Mollenkopf; James Douglas. Power line communication rate limiting system and method. United States Patent, Appl.No: 11/156,611.
- [37] Cox; Aaron R.; Johnson; Brad M.; Sluchak; Thomas J.; Smith; Jeffrey J.. Method of authenticating a user on multiple devices using a procedural memory based password. United States Patent, Appl.No: 12/053,799.
- [38] Scholtz; Ernst;Nuqui; Reynaldo F.; Julian; Danny; Grightmire; Alan R. Real-time power-line sag monitoring using time-synchronized power system measurements. United States Patent, Appl.No: 11/671,099.
- [39] Berkman; William H; Kline; Paul A.. Automated meter reading communication system and method. United States Patent, Appl.No: 11/763,147.
- [40] Zhang Rui, Zhou Chao. channel estimation based on fuzzy inference for OFDM system over low voltage power line[J]. Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific, 2010, 1-4.
- [41] Bellanti, L.; Raugi, M.; Tucci, M.; Estimate of cyclostationary PLC channels by a modified Self-organizing Map, Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium on, 2009, 62-67.



- [42] Tucci, M.; Raugi, M.; Musolino, A.; Barmada, S., Blind Channel Estimation for Power-line Communications by a Kohonen Neural Network, Power Line Communications and Its Applications, 2007.ISPLC 2007. IEEE International Symposium on, vol., no., pp.35-40, 2007, 26-28.
- [43] Tucci, M.; Raugi, M.; Musolino, A.; Barmada, S., Nonlinear decision feedback estimation for multicarrier power line communication, Power Line Communications and Its Applications, 2008. ISPLC 2008. IEEE International Symposium on, vol., no., pp.176-181, 2008, 2-4.
- [44] J.J.vandeBeek, O.Edfors, P.O.Borjesson,M.Wahlqvist and C.Ostberg, A Conceptual study of ofdm0-based multiple access schemes: Part2-channel estimation in the uplink, Technical Report Tdoc 116/96, ETSI STC SMG2 Meeting No.18, Helsinki, Finland, May 1996.

国家科技重大专项（2009ZX03001-003,2009ZX03002-005）

无锡“530”计划（A类，2010物联网相关专项）

超高速电路设计与电磁兼容教育部重点实验室基金（YZCB2010002）

西安电子科技大学研究生教材建设基金（XD10007）

资助项目